

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Sistema Eletrónico para Interface Bidirecional para a Rede de Veículos Elétricos

Joel Alexandre Marinho

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: António Pina Martins (Prof. Dr.)

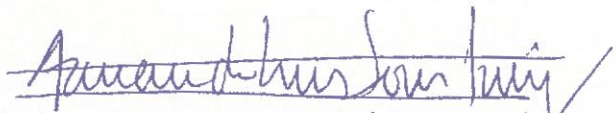
2 de Outubro de 2013

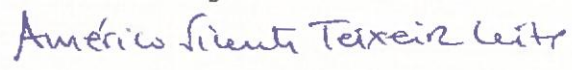
A Dissertação intitulada

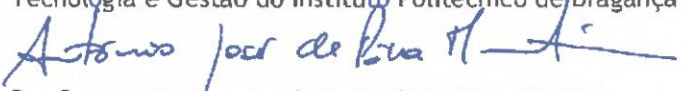
“Sistema Eletrónico para Interface Bidirecional para a Rede de Veículos
Elétricos”

foi aprovada em provas realizadas em 02-10-2013

o júri


Presidente Professor Doutor Armando Luís Sousa Araújo
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto


Professor Doutor Américo Vicente Teixeira Leite
Professor Adjunto do Departamento de Eletrotecnia da Escola Superior de
Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Bragança


Professor Doutor António José de Pina Martins
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.


Autor - Joel Alexandre Marinho

Resumo

O conceito *Vehicle-to-Grid* (V2G) é relativamente atual e alvo de muita discussão devido às suas vantagens e desvantagens. Os automóveis estão parados, em média, cerca de 23h por dia, e durante todo esse tempo não criam valor ao utilizador. A principal ideia deste conceito é fornecer energia elétrica para a rede a partir das baterias dos veículos, criando assim valor para o utilizador enquanto o seu veículo estiver parado. Uma desvantagem diretamente associada a isso é a diminuição do tempo de vida das baterias devido ao número de cargas/descargas efetuadas.

O intuito desta dissertação é o desenvolvimento de um sistema de carga/descarga das baterias, com foco nos aspetos necessários para uma transferência de energia para a rede elétrica eficiente.

Entre as diversas topologias de conversão AC/DC-DC/AC foi escolhida uma topologia multi-nível, denominada *Neutral-Point-Clamped* (NPC). Foi feita uma análise detalhada do método de controlo utilizado, sendo este baseado no controlo direto das potências ativa e reativa da saída do conversor. São apresentados resultados de simulação em diversas condições de operação e efetuada a respetiva análise.

Os resultados de simulação e experimentais ajudam a demonstrar a validade do método de controlo e as características do sistema de interface para a rede elétrica estudados.

Abstract

The concept Vehicle-to-Grid (V2G) is relatively new and target of much discussion due to its advantages and disadvantages. Vehicles are stopped on average about 23h a day and during this time they do not add value to the user. The main idea of this concept is to provide electricity to the grid from the vehicle batteries, thus adding value for the user while his vehicle is stopped. A disadvantage directly associated with this would be the decrease of the lifetime of the battery due to excessive charging and discharging.

The purpose of this dissertation is the development of the battery charging system, with a focus on aspects needed for an efficient transfer of energy to the grid.

Among the different AC/DC-DC/AC conversion topologies it was chosen a multilevel power conversion topology, called Neutral-Point-Clamped (NPC). A detailed analysis of the control method used was made, which is based on direct control of active and reactive power of the converter output.

The simulation and experimental results help to demonstrate the validity of the control method and the characteristics of the electric grid interface system studied.

Agradecimentos

Agradeço ao meu orientador, Professor Doutor António Pina Martins, pela sua disposição e pelos conhecimentos transmitidos ao longo deste trabalho.

Agradeço a todos os meus amigos e colegas que me acompanharam durante o meu percurso académico.

Agradeço à minha madrinha, por todo o carinho e educação que me deu e continua a dar durante a minha vida.

Agradeço, em especial, à minha mãe, por todo o sacrifício que fez por mim e pelo amor e apoio que me tem dado, sem ela nada disto seria possível.

Um *Muito Obrigado* a todos. BB.

Joel Marinho

*“We are what we repeatedly do.
Excellence, then, is not an act, but a habit.”*

Aristotle

Conteúdo

Resumo	iii
Abstract	v
Abreviaturas e Símbolos	xix
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.2 Objetivos	1
1.3 Estrutura do Documento	2
2 Estado da Arte	3
2.1 Veículos Elétricos	3
2.1.1 Introdução	3
2.1.2 Tipos de veículos elétricos	3
2.1.3 Sistemas de Armazenamento	5
2.2 Sistemas de carregamento	10
2.2.1 Topologias de conversores de potência bidirecionais	10
2.2.2 Técnicas de modulação para controlo dos inversores	14
2.2.3 Filtro para ligação do conversor à rede	17
2.2.4 Estratégias de controlo de conversores AC-DC	19
2.3 Normas para a transferência de energia para a Rede Elétrica	21
2.3.1 IEC EN 50438 Micro-geração	21
2.3.2 IEC 61000 Compatibilidade Eletromagnética	21
2.3.3 IEC EN 50160 Qualidade da Tensão de Distribuição Pública	22
2.3.4 Resposta às condições anormais da rede	22
2.3.5 Qualidade de potência	23
2.4 Conclusão	24
3 Análise do método de controlo do conversor multinível	25
3.1 Introdução	25
3.2 Circuito de potência	25
3.3 Método de controlo DPC (<i>Direct Power Control</i>)	26
3.3.1 PLL (<i>Phase-Locked Loop</i>)	26
3.3.2 Sistema SOGI (<i>Second-Order Generalised Integrator</i>)	27
3.3.3 Transformação dq	28
3.3.4 Transformação dq inversa	28
3.3.5 Método de modulação SPWM	29
3.3.6 Potência Ativa e Potência Reativa	31

3.3.7	Método de controlo de corrente proposto	31
3.4	Testes e Resultados	34
3.4.1	Teste ao sistema SOGI	34
3.4.2	Teste ao sistema PLL	35
3.5	Conclusão	36
4	Dimensionamento dos elementos do sistema eletrónico	37
4.1	Introdução	37
4.2	Arquitetura do sistema	37
4.2.1	Parâmetros do conversor	38
4.2.2	Dimensionamento do filtro	38
4.3	Plataforma de Processamento	39
4.4	Aquisição dos sinais	40
4.5	Circuito de condicionamento dos sinais	42
4.5.1	Condicionamento do sinal de corrente	42
4.5.2	Condicionamento do sinal de tensão	43
4.6	Circuito de proteção de corrente	43
4.7	Circuito de <i>drive</i> para os IGBTs	45
4.8	Módulo IGBTs	46
4.9	Conclusão	47
5	Resultados	49
5.1	Introdução	49
5.2	Simulação	49
5.2.1	Carregamento do barramento DC/bateria	50
5.2.2	Transferência de energia para a rede elétrica	51
5.2.3	Ensaio em regime permanente com fator de potência unitário	54
5.2.4	Ensaio em regime permanente com fator de potência não unitário	55
5.2.5	Ensaio em regime dinâmico com alteração de potência ativa	56
5.2.6	Ensaio em regime dinâmico com alteração de potência reativa	57
5.3	Montagem experimental	58
5.3.1	Sistema PLL	58
5.3.2	Sinais dos circuitos de condicionamento	58
5.3.3	Circuito de proteção	59
5.3.4	Sinais de comando dos IGBTs	59
5.4	Conclusão	60
6	Conclusões e trabalho futuro	61
6.1	Conclusões	61
6.2	Trabalho futuro	62
A	Software utilizado	63
A.1	<i>Simulink</i> ®	63
A.2	<i>PSIM</i> ®	64
A.3	<i>KiCAD</i> ®	65
A.4	<i>PSPice</i> ®	66
A.5	<i>VBBExpress</i> ®	67

B	<i>Footprints</i> das PCBs criadas	69
B.1	Placa do circuito de <i>drive</i>	69
B.2	Placa do circuito de condicionamento	70
B.3	Placa do circuito de aquisição dos sinais AC	70
B.4	Placa do circuito dos módulos + sensores	71
C	Algumas regras para o projeto de uma PCB	73
C.1	Introdução	73
C.2	Normas	73
C.3	Boas práticas para o projeto de uma PCB	73
C.3.1	Esquemático	73
C.3.2	Unidades de medida	74
C.3.3	<i>Grids</i>	74
C.3.4	<i>Tracks</i>	75
C.3.5	<i>Pads</i>	75
C.3.6	<i>Vias</i>	76
C.3.7	<i>Clearances</i>	76
C.3.8	Colocação dos componentes	76
C.3.9	Roteamento	77
C.3.10	<i>Design Rule Checking</i>	78
	Referências	81

Lista de Figuras

2.1	Arquitetura dum BEV.	4
2.2	Topologia de um veículo elétrico híbrido série.	4
2.3	Topologia de um veículo elétrico híbrido paralelo.	5
2.4	Processo químico de uma <i>Fuel-Cell</i>	7
2.5	Princípio de funcionamento de um <i>flywheel</i>	8
2.6	Esquema do conversor AC-DC de meia ponte monofásico.	10
2.7	Esquema do conversor AC-DC de meia ponte trifásico.	11
2.8	Esquema do conversor AC-DC de ponte completa monofásico.	12
2.9	Esquema do conversor AC-DC de ponte completa trifásico.	12
2.10	Esquema do conversor AC-DC de três níveis.	13
2.11	(a) Topologia da conversão de potência; (b) Formas de onda ideais na fonte AC e na carga; (c) Formas de onda reais na fonte AC e na carga.	14
2.12	Modulação sinusoidal (<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> - SPWM).	15
2.13	Modulação trapezoidal (<i>Trapezoidal Pulse Width Modulation</i> - TPWM).	16
2.14	Modulação em escada.	16
2.15	Injeção do terceiro harmónico.	17
2.16	Topologias de filtros básicos. (a) Filtro L; (b) Filtro LC; (c) Filtro LCL.	18
2.17	Princípio de operação do controlo por histerese.	19
2.18	Esquema do método de controlo vetorial.	20
3.1	Topologia do inversor de 5 níveis NPC.	26
3.2	Esquema do método de controlo.	27
3.3	Exemplo de implementação do sistema SOGI.	28
3.4	Exemplo de implementação do sistema de transformação de coordenadas $\alpha\beta$ para dq	29
3.5	Exemplo de implementação do sistema de transformação de coordenadas dq para $\alpha\beta$	29
3.6	Classificação dos métodos de modulação multinível.	30
3.7	Sinais utilizados para a modulação SPWM.	30
3.8	Exemplo de implementação do método de modulação SPWM.	30
3.9	Exemplo de implementação do cálculo das potências ativa e reativa.	31
3.10	Exemplo de implementação do método de controlo DPC.	33
3.11	Ambiente de teste ao sistema SOGI.	34
3.12	Sinais α e β obtidos a partir do sistema SOGI.	34
3.13	Ambiente de teste ao sistema PLL.	35
3.14	Sinais relevantes no sistema PLL.	35
4.1	Arquitetura do sistema eletrónico.	38
4.2	Plataforma de processamento da <i>Texas Instruments</i> [®] (TMS320f28335).	40

4.3	Transdutores utilizados na montagem experimental.	40
4.4	Esquema de ligação do transdutor <i>LEM LV25-P</i>	41
4.5	Circuito de condicionamento do sinal de corrente.	42
4.6	Circuito de condicionamento do sinal de tensão.	43
4.7	<i>Flip-flop</i> do tipo RS.	44
4.8	Circuito de proteção de corrente.	45
4.9	Dispositivos utilizados no circuito de <i>drive</i> do conversor.	45
4.10	Circuito de <i>drive</i> para os IGBTs.	46
4.11	Módulo de IGBTs SK50MLI065 da <i>SEMIKRON</i> [®]	46
5.1	Simulação em ambiente <i>Simulink</i> [®] do sistema de controlo do conversor.	50
5.2	Esquema básico do carregamento do barramento DC/bateria.	50
5.3	Sinais de tensão e corrente na rede e no conversor.	51
5.4	Esquema básico do sistema de transferência de energia para a rede.	51
5.5	Sinais relevantes das <i>gates</i> dos IGBTs.	52
5.6	Sinais de tensão e corrente na rede e no conversor.	52
5.7	Transformada de Fourier do sinal de corrente na rede.	53
5.8	Sinais de tensão e corrente na rede com fator de potência unitário.	54
5.9	Harmónicos de corrente na rede para o ensaio em regime permanente com $fp = 1$	54
5.10	Sinais de tensão e corrente na rede com fator de potência igual a 0.8.	55
5.11	Harmónicos de corrente na rede para o ensaio em regime permanente com $fp = 0.8$	55
5.12	Ensaio em regime dinâmico com alteração de potência ativa.	56
5.13	Ensaio em regime dinâmico com alteração de potência reativa.	57
5.14	Sinal de tensão e do <i>theta</i> do teste ao sistema PLL.	58
5.15	Sinais relevantes do circuito de condicionamento.	59
5.16	Circuito implementado em PCB para os circuitos de condicionamento e proteção.	59
5.17	Sinais relevantes de comando dos IGBTs.	60
A.1	Exemplo do ambiente de desenvolvimento do <i>Simulink</i> [®]	63
A.2	Exemplo do ambiente de desenvolvimento do <i>PSIM</i> [®]	64
A.3	Exemplo de alguns dos ambientes de desenvolvimento do <i>KiCAD</i> [®]	65
A.4	Exemplo do ambiente de simulação do <i>PSpice</i> [®]	66
A.5	Exemplo do ambiente de emulação do <i>VBBExpress</i> [®]	67
B.1	<i>Footprint</i> da PCB de <i>drive</i>	69
B.2	<i>Footprint</i> da PCB de condicionamento.	70
B.3	<i>Footprint</i> da PCB de aquisição.	70
B.4	<i>Footprint</i> da PCB dos módulos + sensores (<i>top layer</i>).	71
B.5	<i>Footprint</i> da PCB dos módulos + sensores (<i>bottom layer</i>).	71
C.1	Exemplo de " <i>necking-down</i> ".	75
C.2	Exemplo de um bom roteamento de pistas (esquerda) e de um mau roteamento (direita).	79

Lista de Tabelas

2.1	Tempos de desconexão para variações de tensão (Norma IEC 61727).	22
2.2	Tempos de desconexão para variações de frequência (Norma IEC 61727).	22
2.3	Limitação de injeção de corrente DC na rede.	23
2.4	Valores máximos de harmônicos da corrente.	23
4.1	Parâmetros iniciais para o projeto do conversor.	38
4.2	Tabela de verdade do <i>flip-flop</i> do tipo RS.	44
C.1	Espaçamento mínimo entre condutores.	77

Abreviaturas e Símbolos

Lista de Abreviaturas

AC	<i>Alternating Current</i>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
ASD	<i>Adjustable Speed Drives</i>
BEV	<i>Battery Electric Vehicle</i>
CSI	<i>Current-Source Inverters</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DKE	<i>Deutsche Kommission Elektrotechnik</i>
DPC	<i>Direct Power Control</i>
DRC	<i>Design Rule Checking</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EV	<i>Electric Vehicles</i>
FACTS	<i>Flexible AC Transmission System</i>
FCEV	<i>Fuel Cell Electric Vehicle</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FLC	<i>Flying Capacitor</i>
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i>
ICE	<i>Internal Combustion Engine</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Eletronic Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
IPC	<i>Institute for Interconnecting and Packaging Electronic Circuits</i>
NiMH	<i>Nickel Metal Hydride</i>
NPC	<i>Neutral-Point-Clamped</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>
PI	<i>Proportional-Integral</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SVC	<i>Static VAR Compensator</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TPWM	<i>Trapezoidal Pulse Width Modulation</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i>
VCO	<i>Voltage-Controlled Oscillator</i>
VSI	<i>Voltage-Source Inverters</i>

Lista de Símbolos

C	Capacidade
f_1	Frequência fundamental
f_s	Frequência de comutação
h	Índice da componente harmónica de um sinal
I_p	Valor de pico do sinal de corrente
k	Fator de amortecimento do sistema SOGI
L	Indutância
m_a	Índice de modulação de amplitude
m_f	Índice de modulação de frequência
p	Potência ativa
q	Potência reativa
R	Resistência
T_s	Período de amostragem
v_c	Tensão no conversor
V_{dc}	Valor de tensão constante no barramento DC
V_g	Tensão da rede
v_p	Valor de pico do sinal de tensão
V_{sin}	Sinal de tensão com forma de onda sinusoidal
V_{tri}	Sinal de tensão com forma de onda triangular
x_d	Sinal de tensão/corrente com componente direta
x_q	Sinal de tensão/corrente com componente em quadratura
x_{ref}	Sinal de tensão/corrente de referência
x_α	Sinal de tensão/corrente com componente <i>alpha</i>
x_β	Sinal de tensão/corrente com componente <i>beta</i>
α_N	Intervalo N do sinal de modulação em escada
φ_1	Desfasamento entre os sinais de tensão e corrente
ω	Frequência angular

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

O elevado número de veículos de combustão interna em uso por todo o mundo tem causado e continua a causar sérios problemas ambientais e, consequentemente, problemas à vida das pessoas. Poluição do ar, aquecimento global, o rápido esgotamento dos recursos petrolíferos são problemas cuja seriedade atual é notável.

Os novos tipos de veículos, sendo estes veículos elétricos (*Electric Vehicles* - EV), veículos elétricos híbridos (*Hybrid Electric Vehicles* - HEV) e veículos elétricos a células de combustível (*Fuel-Cell Electric Vehicles* - FCEV), têm sido tipicamente propostos para substituir os veículos convencionais num futuro próximo. Estes têm a principal vantagem de produzir menos emissões de CO_2 e de outros gases prejudiciais para a saúde do ser humano em comparação com os veículos de combustão interna.

A possibilidade de carregar as baterias destes novos veículos elétricos está cada vez mais presente em todo o mundo. Para permitir esse carregamento são necessários conversores de potência que permitam a transferência de energia entre a rede elétrica e as baterias. É com base numa ideia de melhoria das tecnologias de conversores existentes que foi desenvolvido este trabalho.

1.2 Objetivos

De forma a organizar um procedimento de trabalho, foram delimitados os seguintes objetivos:

- desenvolvimento em ambiente de simulação de um conversor bidirecional capaz de transformar a energia de um barramento DC em energia AC (com as mesmas características da rede elétrica);
- dimensionamento e implementação dos circuitos de proteção e condicionamento de sinal necessários para a ligação com o microcontrolador da *Texas Instruments* (DSP F28335);
- projeto em PCB (Printed Circuit Board) dos circuitos utilizados na montagem prática;

- testes e análise dos resultados obtidos nas simulações efetuadas;
- desenvolvimento experimental do controlo do conversor testado em simulação com recurso à plataforma de controlo DSP F28335;

1.3 Estrutura do Documento

Esta dissertação é composta por seis capítulos, contendo também três anexos complementares.

No primeiro capítulo é feita uma breve apresentação dos objetivos desta dissertação e a sua contextualização.

O segundo capítulo, intitulado de Estado da Arte, apresenta um estudo realizado sobre alguns dos vários conceitos relacionados com este tema de dissertação. São abordados temas como, por exemplo, veículos elétricos, sistemas de carregamento e de armazenamento de energia para veículos elétricos, normas de transferência de energia para a rede, entre outros.

No terceiro capítulo é feita uma análise ao método de controlo utilizado no conversor multinível. São apresentados todos os blocos essenciais para efetuar o método de controlo DPC (*Direct Power Control*) assim como é mostrada uma possível implementação em ambiente de simulação, sendo, neste caso, utilizados os *softwares* Simulink® e PSIM®.

O quarto capítulo apresenta um dimensionamento dos elementos necessários para um protótipo de implementação prática do conversor multinível e respetivo controlo.

No quinto capítulo é feita uma breve apresentação e análise dos resultados obtidos.

O sexto capítulo contém as conclusões e possíveis trabalhos futuros a implementar.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 Veículos Elétricos

2.1.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada uma visão geral dos vários tipos de veículos elétricos (*Electric Vehicles* - EV), bem como dos diferentes sistemas de armazenamento de energia. Serão apresentados também alguns conversores de potência utilizados nos sistemas de carregamento juntamente com as respectivas técnicas de modulação utilizadas para controlar esses conversores. Por fim são mencionadas várias normas a cumprir relacionadas com a ligação e transferência de energia para a rede elétrica.

2.1.2 Tipos de veículos elétricos

2.1.2.1 *Battery Electric Vehicle* (BEV)

A arquitetura de *Battery Electric Vehicle* é relativamente simples e pode ser observada na figura 2.1. Este veículo é constituído por uma bateria elétrica como elemento de armazenamento de energia, por um motor elétrico e por um controlador. A bateria é normalmente carregada com recurso à rede elétrica por via de uma ficha e uma unidade de carregamento da bateria que pode estar localizada no próprio veículo ou no ponto de carregamento. A função do controlador é adequar a potência fornecida ao motor elétrico e consequentemente a velocidade do veículo. Este controlador é conhecido como conversor de dois quadrantes. Contudo, é frequente utilizar-se conversores de quatro quadrantes sendo este tipo de conversores possibilita a travagem regenerativa.

Este tipo de veículo ainda é muito limitado no que diz respeito a questões de alcance e de desempenho. Contudo, mostra-se suficiente para grande parte dos utilizadores [1].

2.1.2.2 *Plug-in Hybrid Electric Vehicle* (PHEV)

Existem diferentes variações para o veículo elétrico híbrido. O tipo mais comum de veículos híbridos combina um motor de combustão interna (*Internal Combustion Engine* - ICE) com uma bateria, um motor elétrico e um gerador.

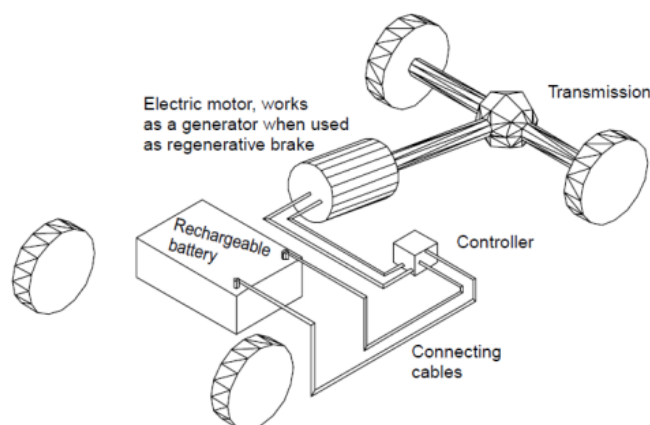


Figura 2.1: Arquitetura dum BEV.

Existem dois tipos de configurações para os veículos híbridos, sendo elas a série e a paralela, como se pode observar na figura 2.2 e na figura 2.3, respetivamente [2]. No híbrido série, o veículo é impulsionado por um ou mais motores elétricos que são alimentados pela bateria. Sendo a potência motriz gerada somente pelo motor elétrico. No caso do híbrido paralelo, o veículo pode ser propulsionado diretamente pelo ICE através de um sistema de transmissão para as rodas ou pelo(s) motor(es) elétrico(s). Em ambos os casos a bateria pode ser recarregada pelo motor e pelo gerador enquanto o veículo estiver em movimento [1].

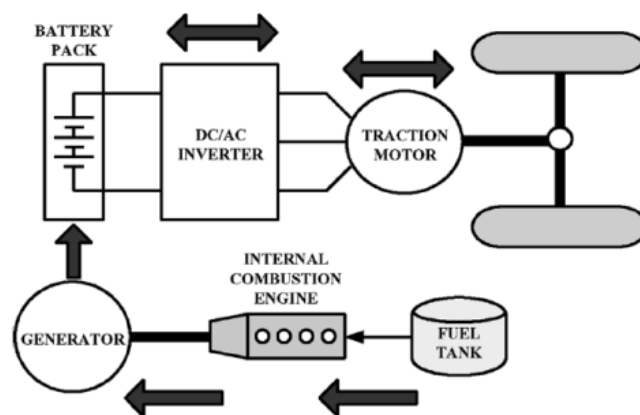


Figura 2.2: Topologia de um veículo elétrico híbrido série.

2.1.2.3 Fuel-Cell Electric Vehicle (FCEV)

O princípio básico dos FCEV é muito parecido ao princípio dos BEV, sendo que a diferença crucial é a utilização de uma célula de combustível em vez de uma bateria elétrica. Grande parte dos fabricantes de automóveis tem desenvolvido células de combustível avançadas. Embora inventadas por volta de 1840, as células de combustível ainda não são familiares para a maior parte da população. O seu maior problema é a necessidade de armazenamento de hidrogénio, sendo este

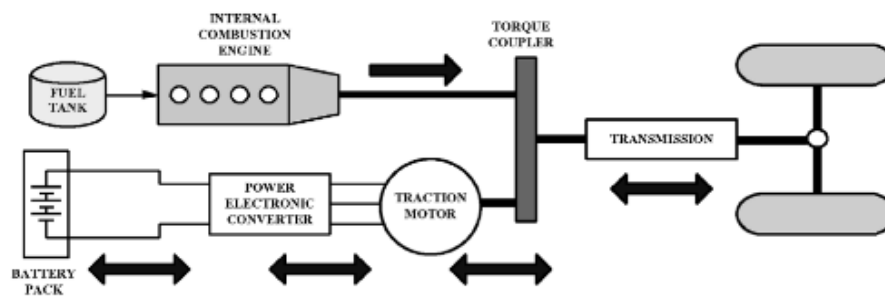


Figura 2.3: Topologia de um veículo elétrico híbrido paralelo.

um elemento difícil de armazenar. As células de combustível serão explicadas detalhadamente mais à frente neste capítulo, na secção 2.1.3.4.

2.1.3 Sistemas de Armazenamento

Uma boa compreensão da tecnologia de baterias e do desempenho das mesmas é essencial para todos que estejam envolvidos com os veículos elétricos. Coloca-se assim a questão: “*O que é uma bateria elétrica?*”. Uma bateria consiste em duas ou mais células elétricas ligadas entre si. Estas células convertem energia química em energia elétrica. As células consistem em eletrodos positivos e negativos ligados por um eletrólito. É a reação química entre os eletrodos e o eletrólito que geram a energia elétrica DC.

Do ponto de vista dum projetista de veículos elétricos, a bateria é tratada como uma “caixa preta” que apresenta critérios de desempenho específicos. Estes critérios são: energia específica, densidade de energia, potência específica, tensões típicas, eficiência amp/hora, eficiência energética, disponibilidade comercial, custo, temperaturas de funcionamento, número de ciclos de vida e taxas de carga/descarga.

Também é necessário perceber como varia a energia disponível relativamente à temperatura ambiente, à geometria da bateria, aos métodos de carregamento, aos métodos de arrefecimento e possivelmente o que diz respeito a desenvolvimentos futuros. A reciclagem de baterias usadas é também um ponto importante a ter em conta.

De seguida são apresentados alguns tipos de sistemas de armazenamento possíveis de serem utilizados em veículos elétricos.

2.1.3.1 Lead-Acid Batteries

As *Lead-Acid Batteries* tem sido a escolha mais popular para usar em veículos elétricos. Estas baterias podem ser projetadas para ter grande potência e ao mesmo tempo serem seguras, fiáveis e com um custo reduzido. Contudo, este tipo de baterias mostra uma baixa energia específica, um fraco desempenho em termos de arrefecimento da bateria, um baixo ciclo de vida e apresenta uma baixa segurança em caso de acidente, sendo estes os maiores obstáculos para poderem ser utilizadas nos EVs.

As *Lead-Acid Batteries* são atualmente uma tecnologia bastante evoluída e o seu estudo provém de meados do século XIX. A primeira bateria deste tipo foi produzida por volta de 1859. No início da década de 80, já se produziam mais de 100 000 000 baterias de tipo por ano [3]. A longa existência destas baterias deve-se a:

- Baixo custo (comparado com outros tipos de baterias);
- Boa disponibilidade dos materiais brutos (chumbo, enxofre);
- Facilidade de construção;
- Características eletromecânicas favoráveis.

2.1.3.2 *Lithium-Ion e Lithium-Polymer Batteries*

Desde o final da década de 80 que as células de lítio recarregáveis estão disponíveis no mercado. Elas oferecem uma elevada densidade de energia em comparação com outros tipos de baterias recarregáveis, porém apresentam um elevado custo. As baterias de *Lithium Polymer* usam um metal de lítio para o eletrodo negativo e um óxido de metal para o positivo. Durante a reação química, o lítio combina-se com o óxido de metal e forma um óxido de metal de lítio e libertação de energia. Quando a bateria é recarregada, a reação química é inversa. O lítio, é assim, tanto um reagente como um ião móvel que se desloca no eletrólito.

O lítio sólido do eletrodo negativo tem sido a grande causa de problemas com este tipo de célula. Existem dificuldades de segurança e por vezes de baixo desempenho devido ao fenómeno de passivação. Isto levou a grande parte das baterias de *Lithium Polymer* serem substituídas por baterias de *Lithium-Ion*.

As baterias de *Lithium-Ion* foram introduzidas no início da década de 90. Este tipo de bateria usa um óxido de metal litiado para o eletrodo positivo e um carbono litiado para o eletrodo negativo. O eletrólito pode ser tanto uma solução orgânica líquida como um polímero sólido.

Um ponto importante sobre as baterias de *Lithium-Ion* é a necessidade de um controlo de tensão muito preciso, uma vez que se esta for ligeiramente superior pode danificar a bateria e se for inferior a bateria não será totalmente carregada. Os carregadores comerciais apropriados têm sido desenvolvidos em paralelo com as baterias.

As baterias de *Lithium-Ion* têm uma vantagem considerável no que diz respeito ao peso e isto faz delas um candidato muito atrativo para a utilização nos veículos elétricos. A energia específica é, por exemplo, cerca de três vezes maior que nas *Lead-Acid Batteries* e isto pode garantir ao veículo um alcance razoável. Contudo, grandes baterias deste tipo ainda têm um custo demasiado elevado [1].

2.1.3.3 *Nickel-Metal Hydride Batteries*

As baterias *Nickel Metal Hydride* (NiMH) têm sido uma constante na tecnologia atual, sendo utilizadas desde telemóveis até veículos elétricos. Estas baterias surgiram como evolução das

baterias *Nickel Hydrogen*, usadas em aplicações aeroespaciais, devido ao seu excepcional ciclo de vida e razoável energia específica. Contudo, as baterias *Nickel Hydrogen* tem pouca eficiência volumétrica e requerem tanques de hidrogénio comprimido e catalisadores de platina.

As baterias NiMH têm sido desenvolvidas por mais de 30 anos e são o resultado da configuração de um hidreto de metal como eletrodo negativo e hidróxido de níquel como eletrodo positivo. O eletrólito é uma solução química, tipicamente hidróxido de potássio, que permite a transferência de íons entre os eletrodos [4]. As baterias NiMH são um fator dominante no mercado por várias razões técnicas importantes:

- Elevada condutividade eletrolítica que permite a sua utilização em aplicações de potência elevada;
- Funcionamento possível e seguro numa larga gama de temperaturas;
- Características de duração de vida compensam o custo inicial comparando com outros tipos de baterias;
- Elevada densidade de energia.

2.1.3.4 Fuel-Cells

Uma *Fuel-Cell* é semelhante a uma bateria no sentido em que gera eletricidade a partir de uma reação eletroquímica. Ambas convertem energia química em energia elétrica e, como consequência do processo, geram calor. Contudo, uma bateria tem um armazenamento de energia fechado no seu interior e quando este está esgotado, a bateria tem de ser descartada ou recarregada por meio de um fornecimento externo de energia elétrica, o que conduz a uma reação eletroquímica inversa.

Uma *Fuel-Cell*, por outro lado, pode funcionar indefinidamente desde que seja fornecido a sua fonte de combustível, neste caso, o hidrogénio. Isto torna este sistema semelhante a um motor de combustão interna, na medida em que é necessário oxidar o combustível para gerar energia. No entanto, em vez de existir combustão, uma *Fuel-Cell* oxida o hidrogénio eletro-quimicamente de uma maneira mais eficiente. Durante esta reação, os íons de hidrogénio reagem com os átomos de oxigénio e formam água. Neste processo, são libertados eletrões e fluem através de um circuito externo, como corrente elétrica. A única exaustão é o vapor de água. Este processo pode ser observado na figura 2.4 [5].

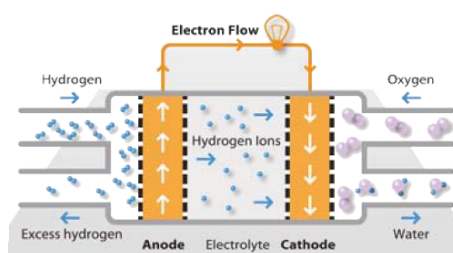


Figura 2.4: Processo químico de uma *Fuel-Cell*.

2.1.3.5 Flywheels

Um disco plano que roda em torno do seu eixo pode ser um exemplo de um *flywheel* simples. A energia cinética do disco em rotação é libertada quando o *flywheel* abranda. A energia pode ser capturada pela conexão de um gerador elétrico diretamente ao disco, como se pode observar na figura 2.5. Quer seja mecânico ou elétrico, o sistema também pode ser usado para recuperar energia cinética aquando da travagem. O *flywheel* pode ser acelerado, transformando a energia cinética do veículo em energia cinética armazenada no *flywheel*, atuando como um travão regenerativo altamente eficiente [1].

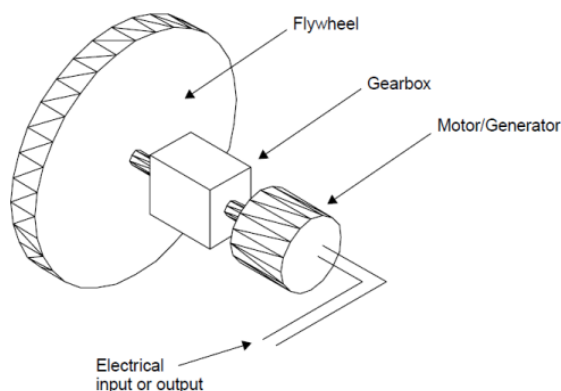


Figura 2.5: Princípio de funcionamento de um *flywheel*.

A capacidade de armazenamento de energia de um *flywheel* é limitada pelas forças de tensão que o material é feito. A principal vantagem dos *flywheels* é apresentarem uma elevada potência específica e por ser relativamente fácil obter energia a partir destes. Contudo, a energia específica dos *flywheels* é muito limitada e dificilmente se aproxima das baterias *Lead-Acid*.

2.1.3.6 Supercondensadores

O supercondensador, também conhecido como ultracondensador, difere de um condensador normal pelo facto de apresentar uma elevada capacidade. Um condensador armazena energia por meio de uma carga estática, em oposição a uma reação eletroquímica. Aplicar uma diferença de potencial entre as placas positiva e negativa faz com que o condensador seja carregado.

Os condensadores podem ser agrupados em três grupos distintos: condensadores eletrostáticos, condensadores eletrolíticos e supercondensadores. Os condensadores eletrostáticos têm uma baixa capacidade e são normalmente usados para filtragem de sinais e ajuste de frequências. A gama de capacidade destes condensadores vai desde dos *pico-farad* (*pF*) até aos *micro-farad* (*uF*). Os condensadores eletrolíticos são frequentemente usados para filtragem de potência e para acoplamento elétrico. Estes condensadores têm uma capacidade muito maior comparados aos condensadores eletrostáticos. Por sua vez, os supercondensadores têm capacidade na ordem dos *Farads* e são ideais para armazenamento de energia que esteja sobre frequente carga e descarga com correntes elevadas mas com curta duração.

Todos os condensadores têm um limite de tensão. Enquanto os condensadores eletrostáticos podem ser submetidos a elevadas tensões, os supercondensadores são limitados a tensões por volta dos 2.5 V - 2.7 V. Para se obter maiores tensões, podem-se ligar vários condensadores em série. As desvantagens são a redução da capacidade total e a necessidade de balanceamento das tensões dos condensadores [6].

2.2 Sistemas de carregamento

2.2.1 Topologias de conversores de potência bidirecionais

Os conversores de potência bidirecionais têm a capacidade de converter corrente alternada em corrente contínua durante o modo de carregamento da bateria e converter corrente contínua em corrente alternada durante o modo de descarregamento da bateria. De seguida serão apresentadas algumas topologias possíveis para os conversores bidirecionais.

2.2.1.1 Conversor AC-DC de meia ponte monofásico

O conversor AC-DC de meia ponte, na sua versão monofásica, é constituído por um filtro, dois condensadores e dois semicondutores de potência com díodos em anti-paralelo, como mostra a figura 2.6 [7].

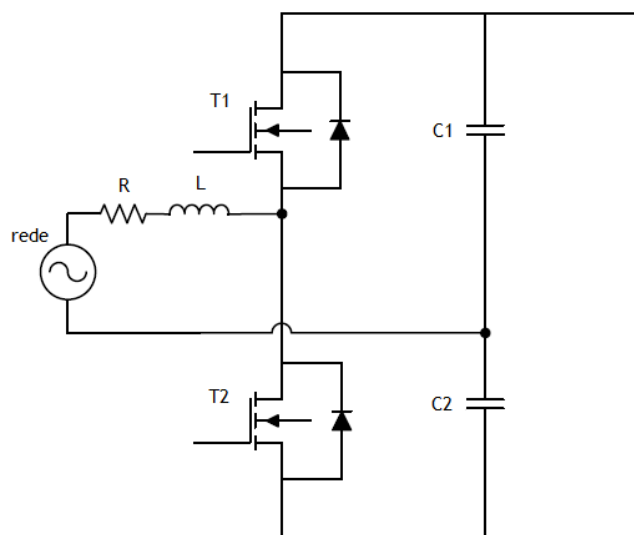


Figura 2.6: Esquema do conversor AC-DC de meia ponte monofásico.

Durante o carregamento da bateria, os semicondutores T1 e T2 podem ser deixados em aberto, o que faz com que a corrente seja retificada, ao passar pelos díodos. Quando a tensão AC é positiva, o interruptor T1 é ligado, ou seja, conduz a corrente e o diodo do interruptor T2 impede a passagem da corrente, é assim ligado o condensador C1 à fonte AC. Quando a tensão AC é negativa acontece o oposto e o condensador C2 é ligado à fonte AC. A amplitude da tensão DC é aproximadamente igual à amplitude da tensão pico a pico da fonte AC.

Este conversor também funciona como retificador ativo ao ligar os interruptores quando os díodos estão diretamente polarizados. No modo de descarregamento da bateria, os semicondutores T1 e T2 são ligados e desligados por um controlo baseado em modulação por largura de pulsos (*Pulse Width Modulation* - PWM), assegurando assim que estes não estão em condução ao mesmo tempo. Assumindo que C1 e C2 são iguais, os semicondutores T1 e T2 são controlados de forma

a serem obtidos os valores de tensão $V_{dc}/2$ e $-V_{dc}/2$. Após a passagem pelo filtro, esta tensão apresenta uma forma de onda sinusoidal e aceitável para a injeção na rede [7].

2.2.1.2 Conversor AC-DC de meia ponte trifásico

O conversor AC-DC de meia ponte trifásico é constituído por 3 bobinas, 2 condensadores e 6 semicondutores. O seu princípio de funcionamento é essencialmente o mesmo que o conversor AC-DC de meia ponte monofásico e o esquema do conversor é mostrado na figura 2.7.

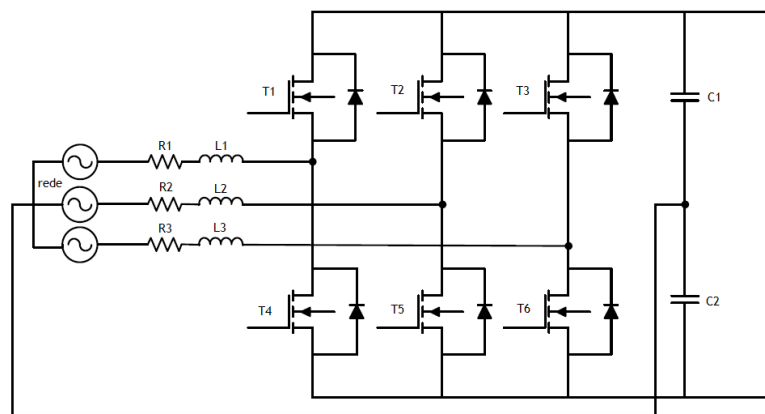


Figura 2.7: Esquema do conversor AC-DC de meia ponte trifásico.

A amplitude da tensão DC é praticamente a mesma que no conversor monofásico, contudo a potência é 3 vezes maior, o que permite um carregamento da bateria teoricamente 3 vezes mais rápido. A vantagem desta topologia está no baixo número de semicondutores, o que leva a um baixo custo de implementação. Contudo, tem a desvantagem destes semicondutores estarem sob constante stress, o que pode levar à utilização de outros dispositivos em paralelo ou em série para aguentar valores elevados de tensão ou de corrente.

2.2.1.3 Conversor AC-DC de ponte completa monofásico

A versão monofásica do conversor AC-DC de ponte completa é constituído por uma bobina, um condensador e 4 semicondutores com díodos em anti-paralelo. Tal como no conversor de meia ponte, os interruptores permanecem desligados no modo de carregamento da bateria e os díodos retificam a corrente de forma passiva. O esquema deste conversor pode ser observado na figura 2.8.

Quando a fonte AC fornece tensão positiva, o condensador C fica em paralelo com a fonte através dos semicondutores T1 e T4. Quando esta é negativa cabe aos semicondutores T2 e T3 a conexão da fonte ao condensador C. Desta forma, a amplitude da tensão DC no condensador C é praticamente igual à amplitude da tensão da fonte AC. No modo de descarregamento da bateria, os interruptores T1 e T4 ou T2 e T3 podem ser ligados de forma a obterem-se as tensões V_{dc} e $-V_{dc}$ respetivamente, isto quando aplicado o controlo PWM apropriado. Cabe ao filtro suavizar o sinal de forma a que este fique sinusoidal [7].

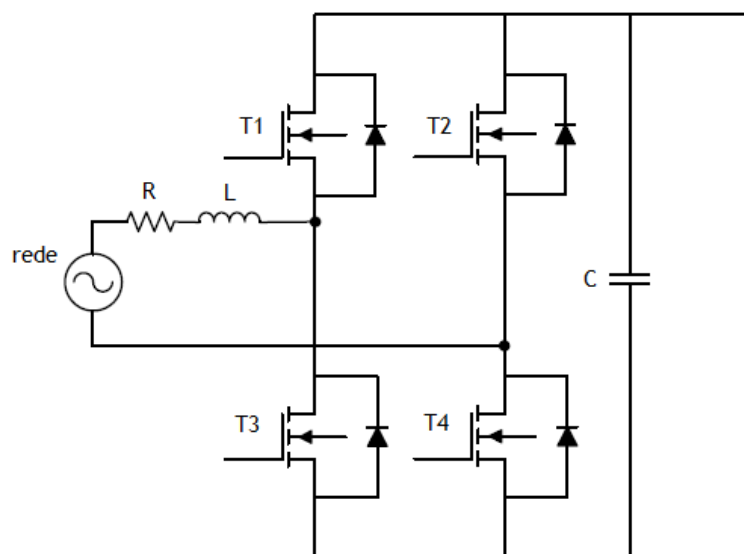


Figura 2.8: Esquema do conversor AC-DC de ponte completa monofásico.

2.2.1.4 Conversor AC-DC de ponte completa trifásico

Para o conversor de ponte completa trifásico são necessários 3 filtros, 1 condensador e 8 semicondutores com díodos em anti-paralelo. O princípio de funcionamento deste conversor é o mesmo que o conversor de ponte completa monofásico, contudo o facto de ter três fases implica o uso de mais dispositivos mas também aumenta a taxa de carregamento da bateria.

Este circuito pode ser observado na figura 2.9.

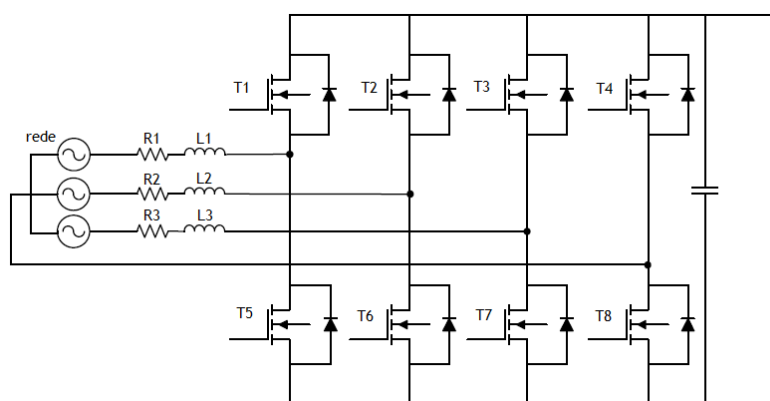


Figura 2.9: Esquema do conversor AC-DC de ponte completa trifásico.

Em comparação ao conversor de meia ponte, este conversor usa 1 condensador a menos e 2 transístores a mais. Isso implica que o conversor de ponte completa tem um custo superior ao conversor de meia ponte, contudo é importante ter em conta que os componentes do conversor de ponte completa estão sob menos stress, o que pode implicar uma maior durabilidade destes componentes. O facto de ter mais semicondutores requer a utilização de mais sinais PWM, o que

adiciona complexidade e custo ao circuito de controlo.

Analogamente ao conversor de meia ponte, o conversor de ponte completa também pode produzir harmónicos de corrente não desejados. De notar que a tensão de saída do conversor de meia ponte é $\pm V_{dc}/2$ enquanto a tensão de saída do conversor de ponte completa é $\pm V_{dc}$. Isto pode ser um fator importante na escolha do conversor, uma vez que o conversor de ponte completa pode ter o dobro de tensão de saída em comparação ao conversor de meia ponte.

2.2.1.5 Conversor AC-DC de três níveis

O último e o mais complicado dos conversores bidirecionais apresentados é o conversor de três níveis. Este conversor combina as funcionalidades dos conversores de meia ponte e de ponte completa. O conversor de três níveis monofásico funciona como retificador de igual forma ao conversor de ponte completa e pode ser observado na figura 2.10.

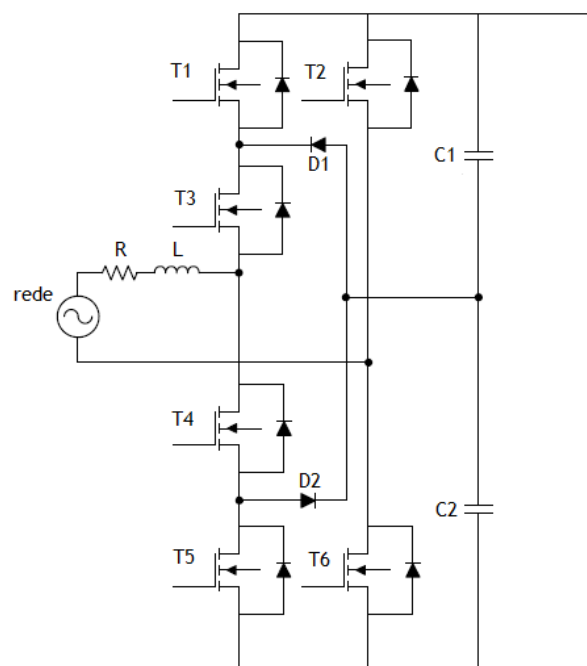


Figura 2.10: Esquema do conversor AC-DC de três níveis.

Quando a tensão da fonte AC é positiva, os díodos internos dos semicondutores T1, T3 e T6 estão em condução. De modo dual, quando a tensão AC é negativa estão em condução os semicondutores T2, T4 e T5. Durante a retificação ativa, os interruptores podem ser ligados de tal forma a aplicar tensões diferentes de saída. Ambos os métodos passivo e ativo carregam os condensadores C1 e C2 a metade da amplitude da tensão da fonte AC. Quando T1, T3 e T6 ou T2, T4 e T5 estão em condução, a tensão aplicada na carga pode ser V_{dc} ou $-V_{dc}$, respetivamente. Este conversor, assim como o conversor de ponte completa, pode entregar à carga 0 volts [7].

2.2.2 Técnicas de modulação para controlo dos inversores

O principal objetivo de um inversor é produzir uma forma de onda AC a partir de uma fonte DC. Estas formas de onda são necessárias em controladores de velocidade ajustável (*Adjustable Speed Drives* - ASD), fontes de alimentação ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply* - UPS), compensadores estáticos de VAR (*Static VAR Compensator* - SVC), filtros ativos, sistemas de transmissão flexíveis em AC (*Flexible AC Transmission System* - FACTS), compensadores de tensão, entre outros. Na figura 2.11 pode ser observada um exemplo de uma topologia de potência assim como algumas formas de onda de tensão e de corrente relevantes.

Para se obter saídas sinusoidais, a amplitude, frequência e fase têm que ser controláveis. De acordo com o tipo de forma de onda pretendida na saída de um conversor, estas topologias podem ser consideradas como inversores de tensão (*Voltage-Source Inverters* - VSI), onde a forma de onda a ser controlada é a tensão, ou de forma dual, como inversores de corrente (*Current-Source Inverters* - CSI) onde a forma de onda controlada é a corrente. Estas estruturas são utilizadas em aplicações industriais de média tensão, onde é necessária uma boa qualidade dos sinais de tensão/corrente [8].

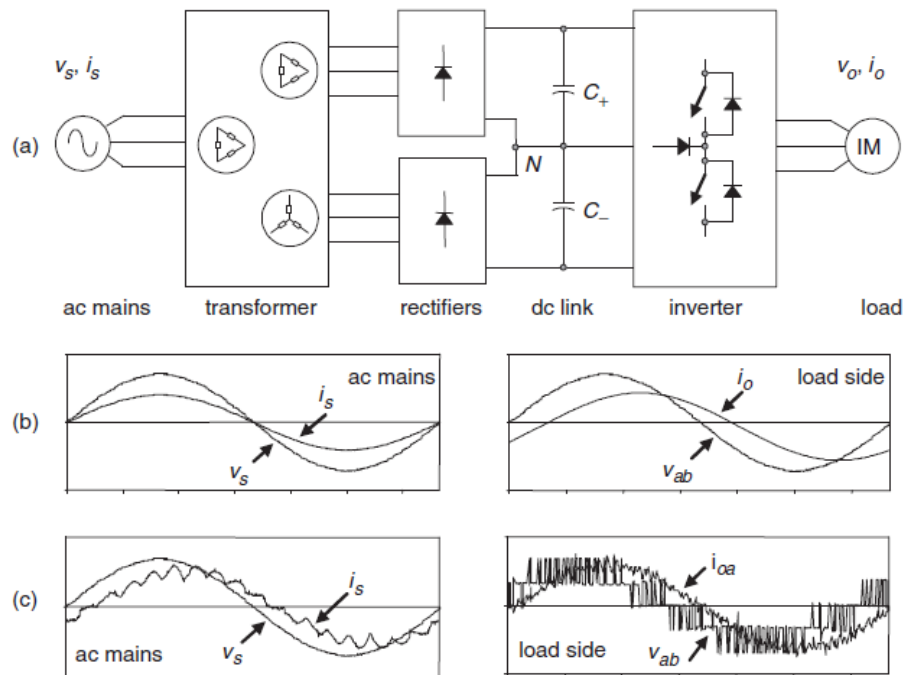


Figura 2.11: (a) Topologia da conversão de potência; (b) Formas de onda ideais na fonte AC e na carga; (c) Formas de onda reais na fonte AC e na carga.

Os sinais PWM são sequências de pulsos com uma frequência e amplitude fixas e um comprimento de pulso variável. Este comprimento de pulso do sinal PWM varia consoante o sinal de modulação. Quando um sinal PWM é aplicado numa *gate* de um transístor, este faz com que o transístor entre ou saia de condução. As vantagens do PWM dum conversor de potência de comutação são:

- Fácil implementação e controlo;
- Baixo consumo de potência;
- Possibilidade de comutação numa grande gama de frequências (50Hz - 100kHz);
- Compatível com os microprocessadores atuais.

2.2.2.1 Modulação Sinusoidal

De forma a produzir-se um sinal PWM a uma certa frequência, um sinal de controlo sinusoidal com a frequência desejada é comparado com uma onda triangular. A frequência do sinal triangular está relacionada com a frequência de comutação do inversor e é geralmente mantida constante assim como a sua amplitude V_{tri} . O sinal de controlo V_{sin} é usado para modular o *duty cycle* e tem uma frequência f_1 , sendo esta a frequência fundamental da tensão de saída do inversor. O índice de modulação de amplitude é definido por:

$$m_a = \frac{V_{sin}}{V_{tri}} \quad (2.1)$$

O índice de modulação de frequência é definido por:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.2)$$

Na figura 2.12 pode ser observado um exemplo de modulação sinusoidal [9].

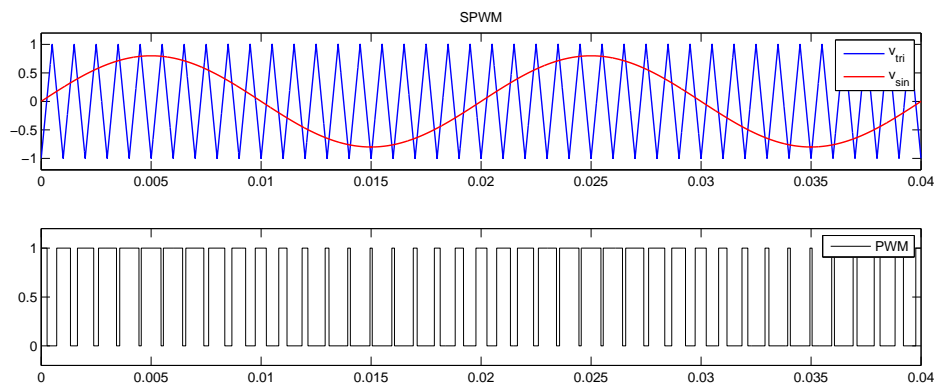


Figura 2.12: Modulação sinusoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation* - SPWM).

2.2.2.2 Modulação trapezoidal

Esta técnica de modulação é muito semelhante à modulação sinusoidal. Contudo, a utilização de um sinal de referência trapezoidal em vez de sinusoidal permite aumentar os padrões de

comutação do sinal PWM. Este sinal trapezoidal pode ser gerado a partir de um sinal triangular limitando a sua amplitude a um determinado valor. Esta técnica pode ser observada na figura 2.13.

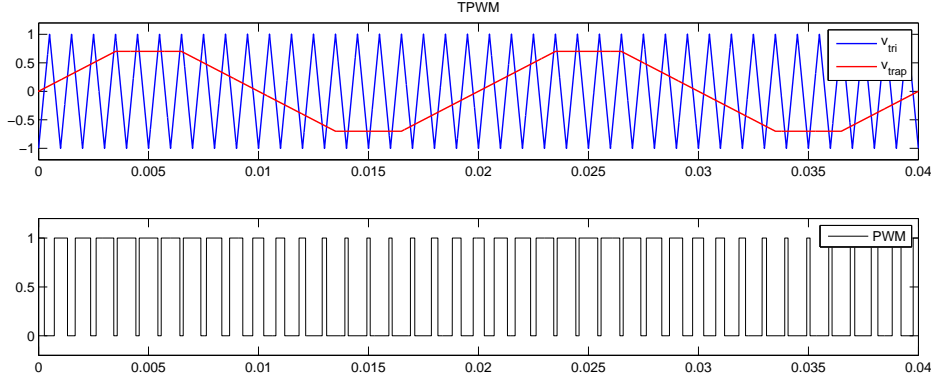


Figura 2.13: Modulação trapezoidal (*Trapezoidal Pulse Width Modulation - TPWM*).

2.2.2.3 Modulação em escada

Nesta técnica o sinal de modulação é uma forma de onda em escada. O sinal não é uma amostragem de um sinal sinusoidal mas sim uma divisão em intervalos específicos α_N , em que cada α é escolhido de forma a eliminar determinados harmónicos. Na figura 2.14 pode-se observar os sinais relevantes para a técnica de modulação em escada.

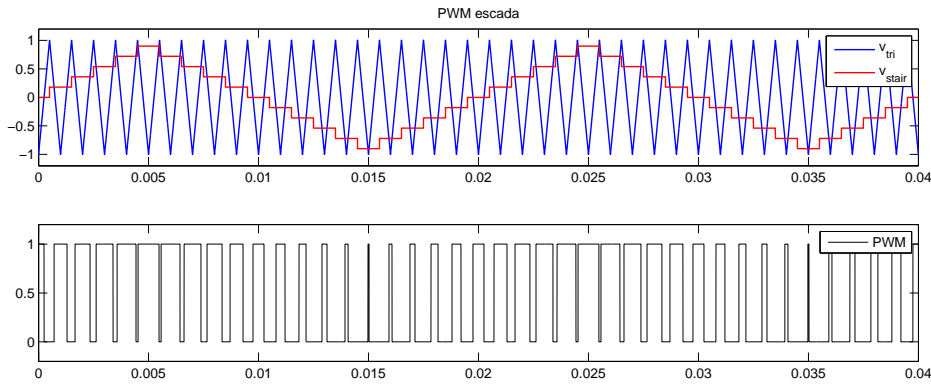


Figura 2.14: Modulação em escada.

É possível controlar a componente fundamental com um índice de modulação m_a e eliminar $N - 1$ componentes harmónicas, de acordo com as seguintes equações 2.3 e 2.4 [10].

$$\frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^N \cos(\alpha_n) = Nm_a \quad (2.3)$$

$$\frac{4}{\pi h} \sum_{n=1}^N \cos(h\alpha_n) = 0 \quad h \in \{5, 7, 11, 13, \dots\} \quad (2.4)$$

2.2.2.4 Modulação por injeção do terceiro harmónico

Na figura 2.15 podem ser observados os sinais relevantes para a modulação por injeção do terceiro harmónico. As principais diferenças desta para a modulação sinusoidal são: a constituição do sinal de controlo, sendo este a soma de um sinal sinusoidal com outro sinal sinusoidal mas com o triplo da frequência e um terço da amplitude do primeiro sinal; a possibilidade de uma maior amplitude no sinal de controlo sem causar sobremodulação, visto que o valor máximo do sinal de controlo é atenuado com a adição do seu terceiro harmónico. Este aumento de amplitude do sinal de controlo pode chegar até aos 15% [11].

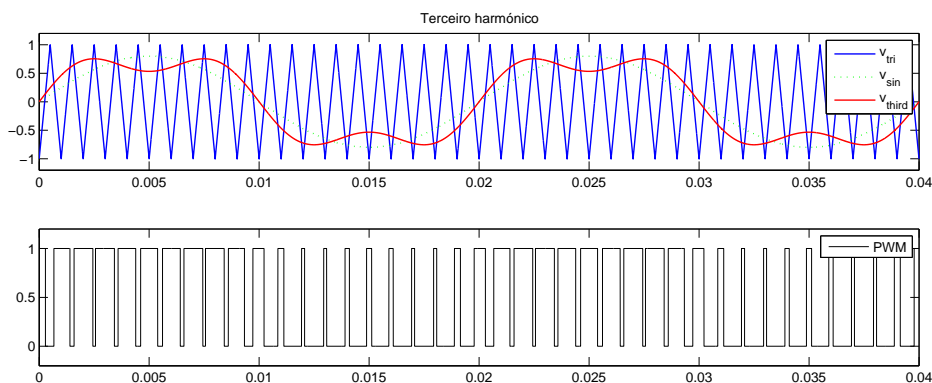


Figura 2.15: Injeção do terceiro harmónico.

2.2.3 Filtro para ligação do conversor à rede

A aquisição de energia elétrica a partir de fontes de energia renováveis tem vindo a aumentar significativamente. Como uma das desvantagens das fontes de energia renováveis está relacionada com a instabilidade da energia gerada, é necessário que seja utilizado um conversor de potência adequado. Para este tipo de aplicações, a escolha mais apropriada é um VSI.

Contudo, de forma a eliminar ou reduzir os efeitos negativos que possam ser gerados pelo conversor, é comum a utilização de um filtro entre o conversor e a rede. Este filtro tem que ser devidamente dimensionado de forma a ter uma atenuação suficiente à frequência de comutação do inversor e não causar oscilações ao sistema.

Existem vários tipos de filtros. A variante mais simples é uma bobina ligada à saída do inversor. Mas também existem filtros mais complexos utilizando condensadores como, por exemplo, filtros LC e filtros LCL. Estas topologias podem ser observadas na figura 2.16.

O filtro L (figura 2.16 (a)) é um filtro de primeira ordem com uma atenuação de 20 dB/década em toda a gama de frequências. A aplicação deste tipo de filtro é apropriada para conversores com

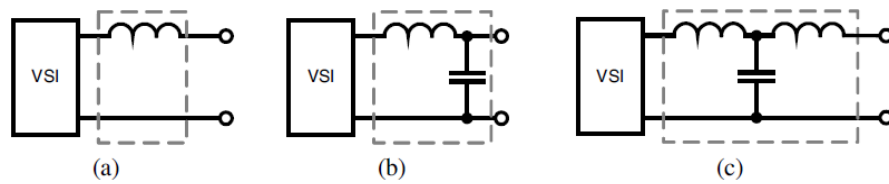


Figura 2.16: Topologias de filtros básicos. (a) Filtro L; (b) Filtro LC; (c) Filtro LCL.

uma elevada frequência de comutação, onde a atenuação a essa frequência seja suficiente. Por outro lado, a indutância provoca uma elevada diminuição na dinâmica do sistema conversor-filtro.

Na figura 2.16 (b) pode-se observar o filtro LC. Este é um filtro de segunda ordem e tem melhores características de amortecimento que o filtro L. Simples configuração e fácil dimensionamento são duas das principais vantagens deste tipo de filtro. Apresenta uma atenuação de 12 *dB*/oitava após a frequência de corte e não tem ganho antes dessa frequência. O dimensionamento deste tipo de filtro é um compromisso entre os valores do condensador e da bobina. Um elevado valor de capacidade tem efeitos positivos na qualidade da tensão. Porém, esse elevado valor da capacidade obriga a um elevado valor da indutância para que se possa obter a frequência de corte desejada para o filtro.

O terceiro filtro apresentado na figura 2.16 é o filtro LCL. A atenuação do deste filtro é de 60 *dB*/década para frequências acima da frequência de ressonância, por isso podem ser usadas frequências de comutação mais baixas. Também permite um melhor desacoplamento entre o conversor e a rede e apresenta uma ondulação de corrente menor comparada com os filtros anteriores. Contudo pode trazer alguma instabilidade ao sistema, por isso é necessário que o filtro seja dimensionado com precisão de acordo com os parâmetros específicos do conversor [12].

2.2.4 Estratégias de controlo de conversores AC-DC

A comutação dos semicondutores presentes numa topologia de conversão AC-DC depende dos sinais de comando que são enviados para os semicondutores que, por sua vez, depende diretamente da estratégia de controlo de tensão/corrente que é utilizada no conversor. As estratégias existentes apresentam várias vantagens e desvantagens entre elas no que diz respeito a vários fatores, como por exemplo, a complexidade de implementação, a qualidade dos sinais em regime transitório e em regime permanente, a qualidade da resposta dinâmica, entre outros.

2.2.4.1 Controlo por histerese

A estratégia de controlo por histerese é caracterizada por ser simples de implementar, robusta e por apresentar uma boa resposta dinâmica. O objetivo deste tipo de controlo é manter o sinal de corrente dentro duma banda de histerese criada a partir do sinal de referência de corrente. É feita uma comparação entre o sinal de referência e o sinal medido. O erro de corrente é comparado com a banda de histerese de forma a ligar/desligar os interruptores e por consequência aumentar ou diminuir o valor da corrente. Contudo, este método tem a desvantagem de não ter uma frequência de comutação constante, o que dificulta o dimensionamento do filtro de ligação à rede [13].

O princípio de operação do controlo por histerese pode ser observado na figura 2.17.

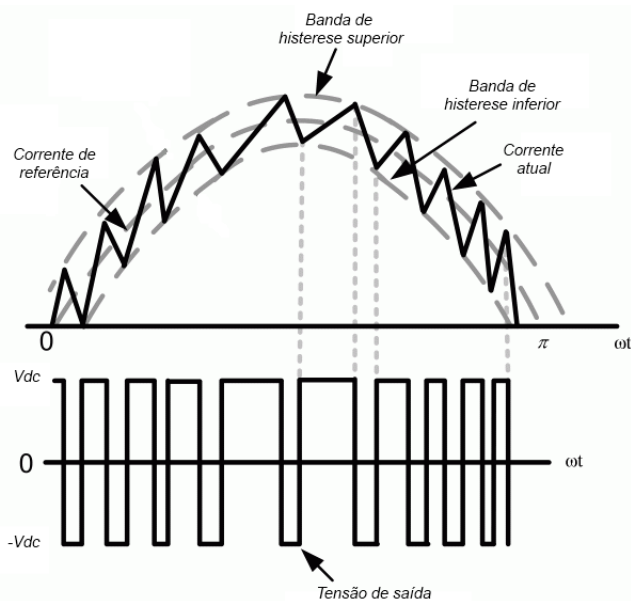


Figura 2.17: Princípio de operação do controlo por histerese.

2.2.4.2 Controlo vetorial

O método de controlo vetorial é baseado no uso de um sistema de referência rotacional, o que permite o controlo em simultâneo das componentes ativa e reativa de um conversor. Os erros das duas componentes, obtidos a partir da diferença entre os valores de referência introduzidos e os

valores das componentes, são introduzidos em controladores PI de forma a gerar uma referência de tensão para o conversor.

Num sistema monofásico, existe a necessidade de criação duma componente ortogonal para os sinais de tensão e/ou corrente. É necessário também conhecer a fase do sinal de tensão da rede. Estes sinais são fundamentais para as transformações de coordenadas.

A utilização deste método de controlo garante um bom desempenho e uma boa resposta dinâmica. De referir também que a utilização de técnicas de modulação avançadas permite a redução de perdas e uma melhoria da qualidade da potência.

O esquema do método de controlo vetorial pode ser observado na figura 2.18 [14].

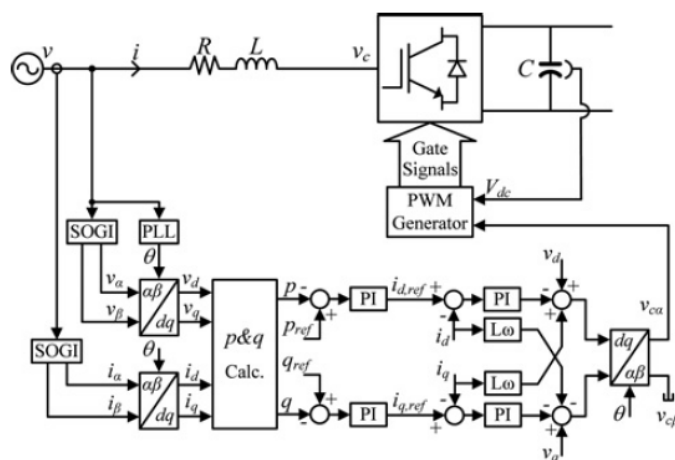


Figura 2.18: Esquema do método de controlo vetorial.

2.3 Normas para a transferência de energia para a Rede Elétrica

Existe uma necessidade de manter um conjunto de requisitos padrão de forma a manter a segurança e a contínua transferência de energia elétrica para a rede. São feitos vários esforços em todo o mundo para impor requisitos padrão para a rede, requisitos estes que podem ser adotados por outros países. Contudo ainda existem países em que as normas são impostas pelos operadores da rede.

Os principais responsáveis pelo desenvolvimento de normas para a rede elétrica são: IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) nos Estados Unidos, IEC (*International Electrotechnical Commission*) na Suíça e DKE (*Deutsche Kommission Elektrotechnik*) na Alemanha [15].

2.3.1 IEC EN 50438 Micro-geração

Esta norma engloba os requisitos para a ligação de micro-geradores em paralelo com redes de distribuição pública de baixa tensão. As instalações de micro-produção devem possuir equipamentos para proteção da interligação com a rede pública, contudo dispensa-se a aplicação de um dispositivo externo de proteção contra máximo/mínimo de tensão e frequência se [16]:

- Para equipamentos até 16 A por fase (3,68 kW / 11,04 kW de potência nominal), for apresentado certificado de conformidade com a norma EN 50438, ou VDE126-1-1;
- Para equipamentos de potência nominal superior a 3,68 kW monofásico e 11,04 kW trifásico e não superior a 30 KW, for apresentado certificado de conformidade com a norma VDE126-1-1;
- Para equipamentos de potência superior a 30 kW, apresentação de declaração do fabricante atestando o cumprimento da norma VDE126-1-1.

2.3.2 IEC 61000 Compatibilidade Eletromagnética

A norma IEC 61000-3-2 lida com a limitação de harmónicos de corrente injetados no sistema de alimentação público. Esta especifica os limites dos componentes harmónicos da corrente de entrada, os quais podem ser produzidos pelo equipamento ligado à rede se for sujeito a condições específicas. Esta parte da norma IEC 61000 é aplicada a equipamentos eletrónicos que têm uma corrente de entrada até 16 A por fase e é projetada para aplicações de baixa tensão.

A norma IEC 61000-3-3 está relacionada com a limitação de flutuações de tensão impostas na rede pública de baixa tensão. Esta especifica os limites da variação de tensão que podem ser produzidos pelo equipamento sob determinadas condições e dá orientações sobre os métodos de avaliação a utilizar. Esta parte também é aplicada a sistemas de baixa tensão com valores de tensão entre 220 V e 250 V fase-neutro e frequência fundamental 50 Hz.

2.3.3 IEC EN 50160 Qualidade da Tensão de Distribuição Pública

A qualidade da tensão no sistema de distribuição público é regulada pela norma EN 50160 que dá os parâmetros de tensão e os seus intervalos admissíveis. Estes parâmetros devem pertencer a um intervalo específico durante 95% do tempo de teste e nos restantes 5 % esses desvios podem ser maiores. Os parâmetros para o projeto de inversores são os seguintes:

- A THD (*Total Harmonic Distortion*) da tensão máxima é 8%;
- Variação da amplitude da tensão: máxima $\pm 10\%$;
- Variação de frequência: máxima $\pm 1\%$;
- Quedas de tensão: duração < 1 seg. queda $< 60\%$;

2.3.4 Resposta às condições anormais da rede

Os inversores precisam de ser desconectados da rede em caso de condições anormais da rede em termos de tensão e frequência. Esta resposta é tomada por questões de segurança, assim como para evitar danos no equipamento conectado à rede.

2.3.4.1 Desvios de tensão

O tempo de desconexão é o tempo entre a ocorrência da condição anormal e o inversor deixar de fornecer energia para a rede. Na tabela 2.1 pode-se observar os diferentes tempos de desconexão a serem respeitados para as variações de tensão da norma europeia IEC 61727 [15].

Tabela 2.1: Tempos de desconexão para variações de tensão (Norma IEC 61727).

Gama de tensão (%)	Tempo de desconexão (seg.)
$V < 50$	0.10
$50 \leq V < 85$	2.00
$110 \leq V < 135$	2.00
$V \geq 135$	0.05

2.3.4.2 Desvios de frequência

O objetivo da desconexão do equipamento em caso de condições anormais de frequência é de evitar o incómodo excessivo causadas por perturbações de curto prazo. O tempo de desconexão para essas variações de frequência pode ser visto na tabela 2.2 [15].

Tabela 2.2: Tempos de desconexão para variações de frequência (Norma IEC 61727).

Gama de frequência (Hz)	Tempo de desconexão (seg.)
$f_n - 1 < f < f_n + 1$	0.2

2.3.5 Qualidade de potência

A qualidade da potência fornecida pelo sistema conectado às cargas AC e à rede é regido por práticas e normas aplicadas à tensão, frequência, harmônicos e fator de potência. Desvios a essas normas representam condições fora dos limites e por consequência a desconexão do equipamento da rede.

2.3.5.1 Injeção de corrente DC

A injeção de corrente DC na rede pode levar à saturação dos transformadores de distribuição, o que por sua vez leva ao sobreaquecimento dos mesmos. Assim, os limites de injeção de corrente DC são dados na tabela 2.3 [15].

Tabela 2.3: Limitação de injeção de corrente DC na rede.

IEC 61727
$I_{DC} < 1$ (%) da corrente eficaz

Para as normas IEEE 1547 e IEC 61727, a componente DC da corrente deve ser medida usando análise de harmônicos, FFT (*Fast Fourier Transform*).

2.3.5.2 Harmônicos da corrente

A saída de um inversor deve ter baixa distorção dos níveis de corrente de forma a assegurar que não sejam causados efeitos adversos a outros equipamentos ligados à rede. Estes níveis de harmônicos da corrente podem ser observados na tabela 2.4 [15].

Tabela 2.4: Valores máximos de harmônicos da corrente.

IEEE 1547 e IEC 61727						
Harmónico individual de ordem h (%)	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	THD (%)
	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0

2.4 Conclusão

Neste capítulo foram abordados três tópicos principais: veículos elétricos, sistemas de carregamento e normas para transferência de energia para a rede. Dentro dos veículos elétricos, são descritas as diferentes topologias existentes assim como os sistemas de armazenamento de energia utilizados. No que diz respeito aos sistemas de carregamento, são referidas algumas topologias de conversores AC-DC utilizados, técnicas de modulação de sinais PWM e é feita uma breve referência aos filtros para ligação de conversor à rede e aos métodos de controlo utilizados.

Para terminar este capítulo, foram mencionadas algumas das principais normas europeias relacionadas com a transferência de energia para a rede elétrica.

Capítulo 3

Análise do método de controlo do conversor multinível

3.1 Introdução

Neste capítulo é feita uma análise detalhada do método de controlo do conversor utilizado no modelo de simulação. Após a escolha do conversor de potência a utilizar, são descritos os vários blocos fundamentais para o funcionamento do método. Para cada bloco descrito, é apresentada também a sua implementação feita em ambiente de simulação.

De referir que foram utilizados dois *softwares* distintos para a parte de potência e para a parte de controlo, sendo estes o *PSIM*[®] e o *Simulink*[®], respetivamente. Isto devido à funcionalidade *SimCoupler*, presente em ambos os programas, que permite a ligação entre estes. Esta escolha foi feita tendo em conta que o programa *PSIM*[®] foi desenvolvido com o propósito de simulações de circuitos de potência, e o *Simulink*[®] é mais apropriado para o controlo devido à utilização de blocos funcionais, o que torna a implementação muito mais intuitiva.

3.2 Circuito de potência

Os conversores multinível podem ser agrupados em três categorias diferentes: *Neutral-Point-Clamped* (NPC), *Flying Capacitor* (FLC) e *Cascade H-Bridge*. As principais vantagens do uso de conversores multiníveis face aos conversores de dois níveis são: baixa distorção harmónica, perdas de comutação reduzidas, alta eficiência, boa compatibilidade eletromagnética [17].

A topologia escolhida para o conversor a utilizar, tanto nas simulações como na montagem prática, foi o *Neutral-Point-Clamped*. Este conversor, na sua versão monofásica com 5 níveis de tensão à sua saída é composto por 8 transístores e 4 díodos dispostos como se pode observar na figura 3.1.

De referir que poderia ser utilizada uma topologia apenas com 4 transístores e 2 díodos. Contudo, optou-se por esta topologia porque permite obter uma melhor qualidade do sinal de tensão à saída e, consequentemente, permite a utilização de um filtro de menores dimensões.

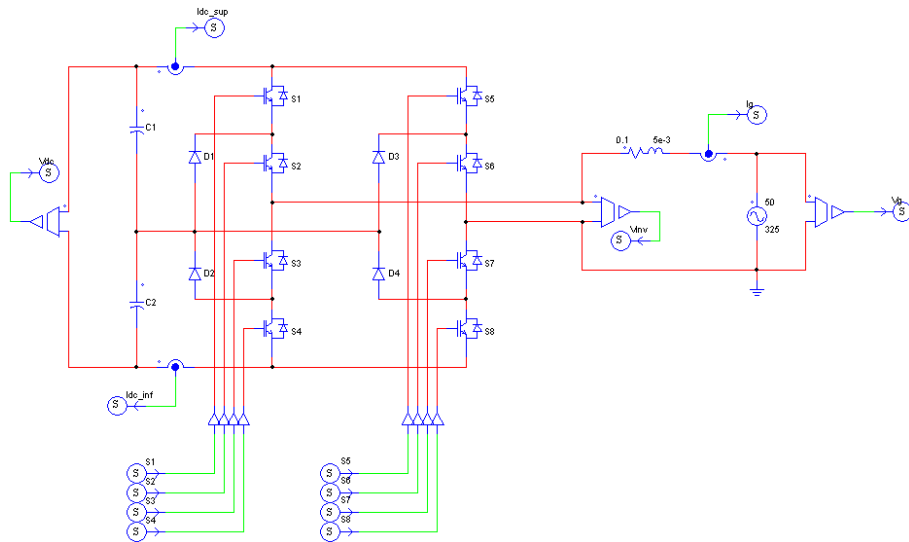


Figura 3.1: Topologia do inversor de 5 níveis NPC.

3.3 Método de controlo DPC (*Direct Power Control*)

O método de controlo da tensão e da corrente à saída do conversor é baseado numa teoria de controlo em tempo discreto, denominada *dead-beat control*. Esta teoria consiste na determinação do sinal de entrada a ser aplicado num sistema de forma a que a saída do sistema fique em *steady-state* no menor número de passos possível.

Os controladores *dead-beat* são normalmente utilizados em controlo de processos devido às suas boas propriedades dinâmicas. As suas principais características são: erro zero (ou mínimo) em *steady-state*; baixo tempo de subida (*rising time*); baixo tempo de estabelecimento (*settling time*); *overshoot* reduzido.

O método de controlo proposto em [14], pode ser observado na figura 3.2. Este consiste na sensorização dos sinais de tensão e de corrente da rede, esses sinais serão sincronizados no bloco PLL (*Phase-Locked Loop*), onde de seguida são criadas as componentes ortogonais a partir dos blocos SOGI (*Second-Order Generalised Integrator*). São feitas transformações de coordenadas $\alpha\beta$ - dq aos sinais de tensão e corrente e às suas componentes ortogonais. São calculadas as potências ativa (p) e reativa (q) que serão utilizadas pelo método DPC proposto. Todos estes passos serão explicados detalhadamente neste capítulo.

3.3.1 PLL (*Phase-Locked Loop*)

Um PLL é um sistema realimentado constituído principalmente pelos seguintes três elementos: detetor de fase; filtro e oscilador.

A função do detetor de fase é comparar dois sinais, sendo um deles o sinal de referência e o outro é o sinal gerado pelo oscilador. Este detetor de fase gera um sinal de tensão de acordo com a diferença dos sinais comparados.

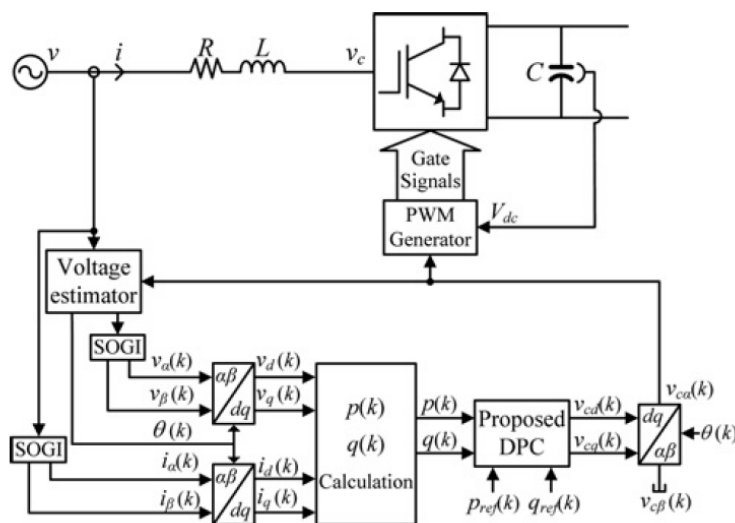


Figura 3.2: Esquema do método de controlo.

O sinal gerado pelo detetor de fase é de seguida introduzido no filtro. Este filtro tem duas funções distintas. Uma delas é determinar a estabilidade do sistema, isto é, como o sistema responde a perturbações, por exemplo, alterações na frequência do sinal de referência. A outra função é limitar o *ripple* do sinal de tensão proveniente do detetor de fase, ou seja, tem uma função de filtro passa-baixo removendo assim componentes não desejadas do sinal em causa.

O terceiro elemento é o oscilador, normamente é usado um VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*), que serve para gerar o sinal com a frequência dependente do sinal de referência. Em resumo, o sistema PLL gera um sinal que está em fase com o sinal de referência, sinal esse que pode ser utilizado no controlo do sistema global.

De referir que o esquema do sistema PLL monofásico discreto utilizado pode ser encontrado nas bibliotecas disponibilizadas pelo *Simulink*®.

3.3.2 Sistema SOGI (*Second-Order Generalised Integrator*)

É uma prática comum modelar máquinas elétricas polifásicas e conversores eletrónicos de potência em sistemas de coordenadas de dois eixos estacionários ($\alpha\beta$) ou rotacionais (dq). Essas transformações diminuem a complexidade dos sistemas em causa e facilitam a análise dos mesmos.

No caso do sistema a controlar, existe a necessidade de criar um sistema virtual de duas fases a partir de um sistema monofásico. Existem diversas técnicas para a criação de uma componente ortogonal, como por exemplo: a aplicação de um desfasamento de 90° , a transformação de Hilbert, a utilização de um filtro passa-tudo e a utilização de um integrador de segunda ordem (*Second-Order Generalised Integrator* - SOGI).

A técnica escolhida para a criação de uma fase secundária ortogonal foi o SOGI. O esquema desta técnica pode ser observado na figura 3.3.

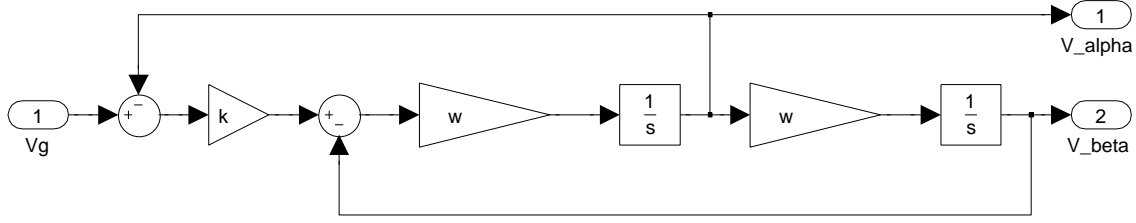


Figura 3.3: Exemplo de implementação do sistema SOGI.

Este sistema tem dois parâmetros fundamentais, sendo eles o fator de amortecimento k e a frequência angular fundamental ω . Uma característica relevante do SOGI é a possibilidade, dependendo do fator k , de fornecer uma espécie de filtro de forma a melhorar o seu desempenho em circunstâncias de distorção nas tensões da rede. As funções de transferência do sistema SOGI são descritas pelas equações 3.1 e 3.2.

$$\frac{V_\alpha(s)}{V_g(s)} = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (3.1)$$

$$\frac{V_\beta(s)}{V_g(s)} = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (3.2)$$

3.3.3 Transformação dq

A transformação dq , também conhecida como transformação de Park (por ter sido proposta em 1929 por Robert H. Park), é frequentemente utilizada em sistemas eletrónicos, principalmente no controlo de conversores de potência. A transformação dq é feita de igual forma para a tensão e corrente e é obtida a partir da equação 3.3.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & -\cos \theta \\ \cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

A implementação da transformação dq é simples e pode ser observada na figura 3.4.

3.3.4 Transformação dq inversa

A transformação dq inversa, também conhecida como transformação inversa de Park é obtida através da equação 3.4.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta & \cos \theta \\ -\cos \theta & \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

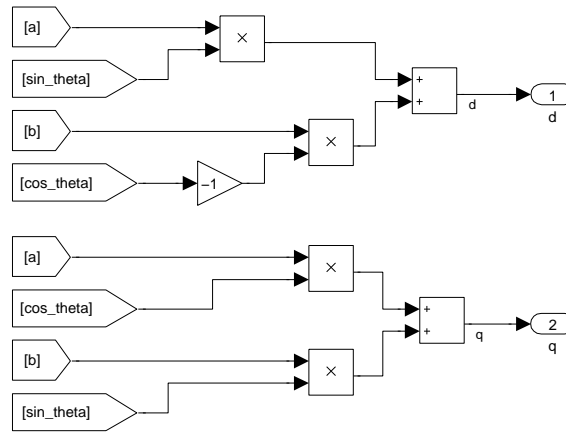


Figura 3.4: Exemplo de implementação do sistema de transformação de coordenadas $\alpha\beta$ para dq .

A sua implementação foi feita de forma semelhante à transformação dq vista anteriormente e pode ser observada na figura 3.5.

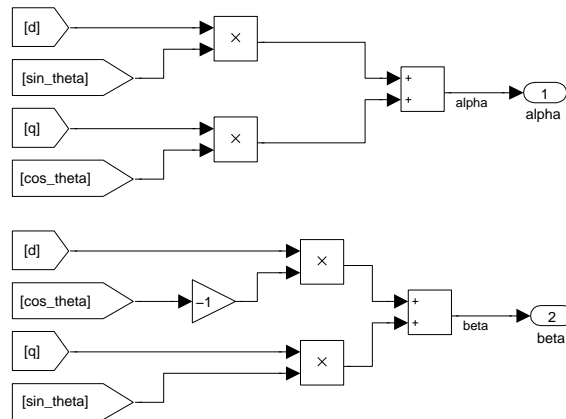


Figura 3.5: Exemplo de implementação do sistema de transformação de coordenadas dq para $\alpha\beta$.

3.3.5 Método de modulação SPWM

Cada topologia de conversores de potência tem diferentes configurações de comutação de forma a obter a tensão de saída pretendida. Os métodos de modulação usados nos inversores multinível são classificados de acordo com a frequência de comutação, como se pode observar na figura 3.6 [18].

Para o inversor NPC de 5 níveis utilizado, foi escolhido o método de modulação SPWM que consiste na comparação de duas ondas sinusoidais, uma de referência e a outra desfasada de 180° , com duas ondas triangulares. A frequência de comutação dos semicondutores é definida pela frequência das ondas triangulares. A figura 3.7 mostra o que foi descrito até agora.

O esquema de implementação em Simulink® do método de modulação SPWM é apresentado na figura 3.8.

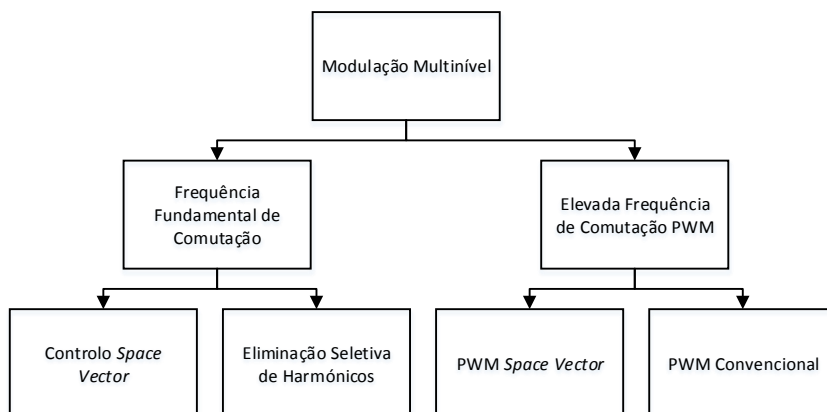


Figura 3.6: Classificação dos métodos de modulação multinível.

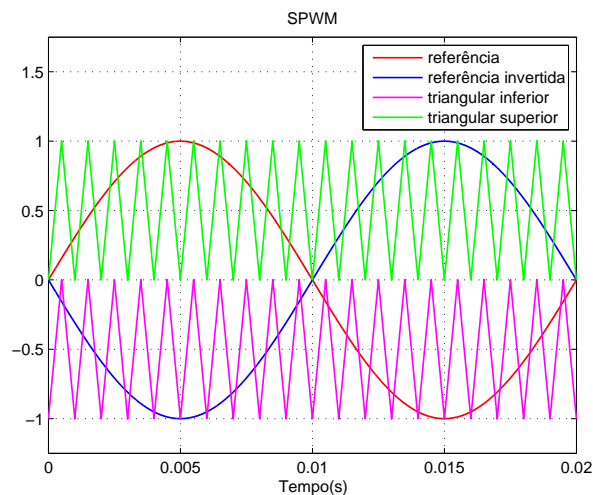


Figura 3.7: Sinais utilizados para a modulação SPWM.

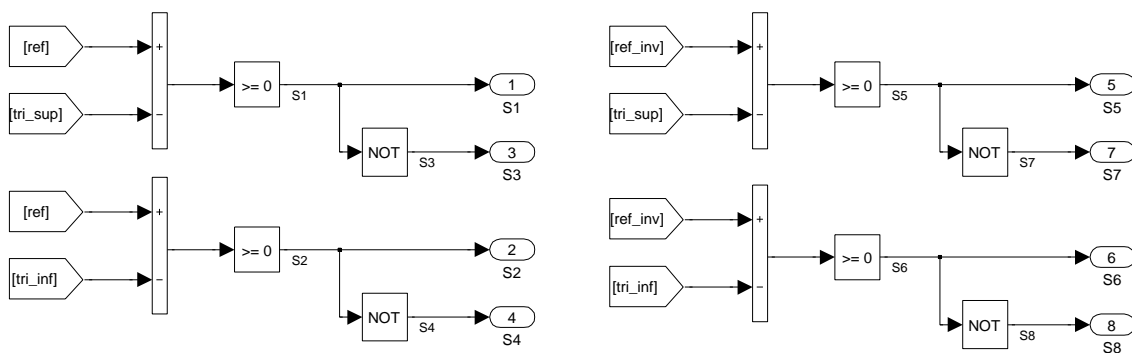


Figura 3.8: Exemplo de implementação do método de modulação SPWM.

3.3.6 Potência Ativa e Potência Reativa

As expressões da potência ativa e reativa para um conversor de tensão podem ser descritas pelas seguintes equações:

$$p = \frac{1}{2} V_p I_p \cos \varphi_1 \quad (3.5)$$

$$q = \frac{1}{2} V_p I_p \sin \varphi_1 \quad (3.6)$$

onde V_p e I_p são os valores de pico da tensão da rede e da componente fundamental da corrente na rede, respetivamente, e φ_1 é o ângulo de desfasamento entre ambos.

Já para o sistema de coordenadas dq , as potências ativa e reativa instantâneas são obtidas a partir sistema de equações apresentado em 3.7.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Este sistema pode ser implementado como se pode observar na figura 3.9.

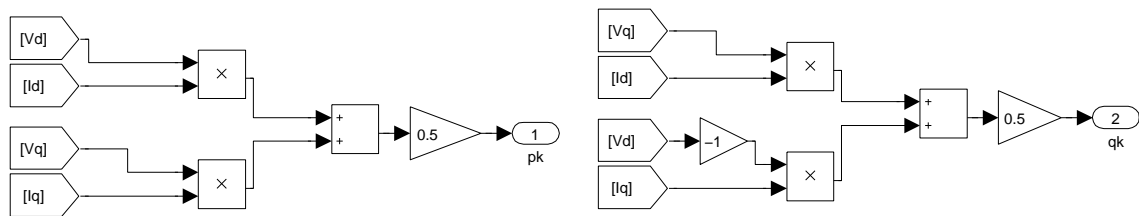


Figura 3.9: Exemplo de implementação do cálculo das potências ativa e reativa.

3.3.7 Método de controlo de corrente proposto

Como já foi referido anteriormente, o método DPC (*Direct Power Control*) proposto é baseado num controlo *dead-beat*. A ideia é prever as potências ativa e reativa do período de amostragem seguinte e usar esses valores como referências do período de amostragem atual.

A partir do modelo do conversor, apresentado na figura 3.1, pode-se obter a equação 3.8.

$$v - v_c = L \frac{di}{dt} + Ri \quad (3.8)$$

onde v_c e v são as tensões do conversor e da rede, respetivamente, i é a corrente do conversor, e L e R são a indutância e a resistência do filtro de ligação do conversor à rede. Esta equação pode ser reescrita no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ da seguinte forma:

$$\vec{v}_{\alpha\beta} - \vec{v}_{c,\alpha\beta} = L \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} + R\vec{i}_{\alpha\beta} \quad (3.9)$$

De forma a utilizar valores DC nas equações em vez de valores AC, é feita uma transformação dq a partir da equação 3.10.

$$\vec{x}_{\alpha\beta} = \vec{x}_{dq} e^{j\omega t} \quad (3.10)$$

O resultado obtido após a transformação dq é dado pela equação 3.11.

$$\vec{v}_{dq} - \vec{v}_{c,dq} = L \frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} + R\vec{i}_{dq} + jL\omega\vec{i}_{dq} \quad (3.11)$$

Após a expansão da equação 3.11 e utilizando uma aproximação discreta de primeira ordem, as correntes d e q ($k + 1$), ou seja, o valor das correntes da amostra seguinte, são descritas pelas equações apresentadas em 3.12.

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \frac{T_S}{L} (v_d(k) - v_{cd}(k)) + \left(1 - \frac{T_S R}{L}\right) i_d(k) + T_S \omega i_q(k) \\ i_q(k+1) = \frac{T_S}{L} (v_q(k) - v_{cq}(k)) + \left(1 - \frac{T_S R}{L}\right) i_q(k) - T_S \omega i_d(k) \end{cases} \quad (3.12)$$

onde T_S é o período de amostragem utilizado na aproximação discreta.

Por sua vez, as potências ativa e reativa no sistema de coordenadas síncrono dq , são calculadas de acordo com o sistema de equações 3.13.

$$\begin{bmatrix} p(k+1) \\ q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d(k+1) & v_q(k+1) \\ v_q(k+1) & -v_d(k+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Ao assumir que a tensão é sinusoidal, isto faz com que as componentes v_d e v_q possam ser consideradas constantes durante um período de amostragem, logo $v_{dq}(k+1) = v_{dq}(k)$. Além disso, ao usar o PLL, o eixo d pode ser alinhado com o vetor de tensão $v_\alpha + jv_\beta$ fazendo com que v_q seja igual a 0. Com base nestas duas suposições, e substituindo as equações das correntes i_d e i_q obtidas em 3.12 nas equações das potências 3.13, obtém-se as equações apresentadas em 3.14.

$$\begin{cases} p(k+1) = \left(1 - \frac{T_S R}{L}\right) p(k) - T_S \omega q(k) + \frac{T_S}{L} (v_d^2(k) - v_d(k)v_{cd}(k)) \\ q(k+1) = \left(1 - \frac{T_S R}{L}\right) q(k) + T_S \omega p(k) + \frac{T_S}{L} (v_d(k)v_{cq}(k)) \end{cases} \quad (3.14)$$

Para a eliminação dos erros das potências no instante $(k+1)$, é necessário que

$$\begin{cases} p(k+1) = p_{ref}(k) \\ q(k+1) = q_{ref}(k) \end{cases} \quad (3.15)$$

Admitindo que se utiliza uma resistência desprezável, e utilizando as equações descritas acima, os valores das tensões do conversor são dadas pelas equações apresentadas em 3.16.

$$\begin{cases} v_{cd}(k) = v_d(k) - \frac{1}{v_d(k)} \left[\frac{L}{T_s} k_P \Delta p(k) + L\omega q(k) \right] \\ v_{cq}(k) = \frac{1}{v_d(k)} \left[\frac{L}{T_s} k_Q \Delta q(k) - L\omega p(k) \right] \end{cases} \quad (3.16)$$

onde $\Delta p(k) = p_{ref}(k) - p(k)$ e $\Delta q(k) = q_{ref}(k) - q(k)$, e k_P e k_Q são os ganhos proporcionais para os controladores de potência ativa e reativa.

Na figura 3.10 pode ser observado o sistema DPC proposto implementado em *Simulink*®. Os blocos a azul representam os ganhos proporcionais do controladores de potência.

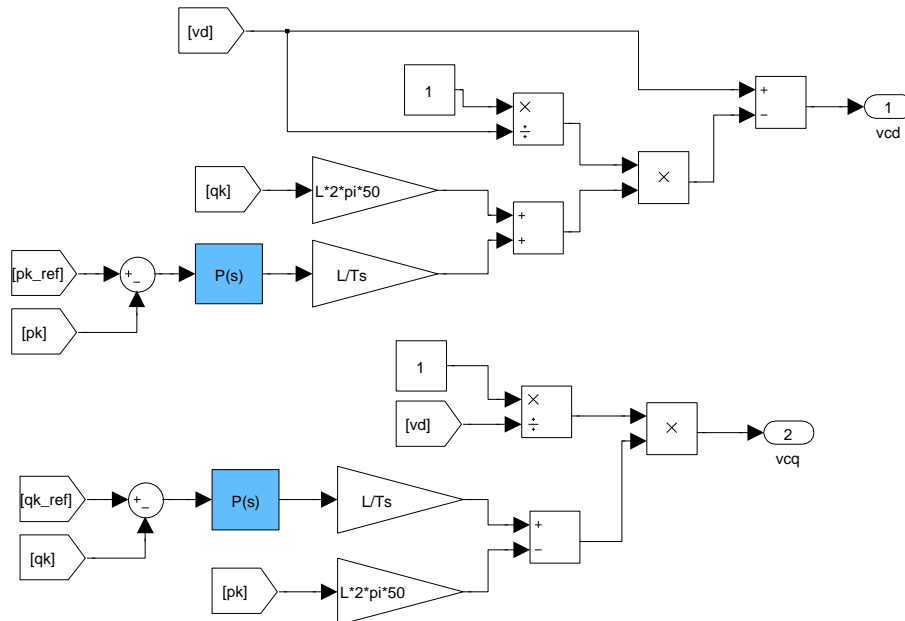


Figura 3.10: Exemplo de implementação do método de controlo DPC.

3.4 Testes e Resultados

De forma a confirmar o bom funcionamento de todos os sistemas utilizados na implementação do método de controlo DPC, foi testado individualmente cada bloco pertencente ao sistema de controlo.

3.4.1 Teste ao sistema SOGI

Inicialmente, foi testado o sistema SOGI. Para isso, foi introduzida à entrada do sistema uma onda sinusoidal à frequência de 50 Hz com uma amplitude igual a 1 V . Quanto aos parâmetros utilizados para este sistema foram escolhidos os valores $k = 1$ e $\omega = 2 \times \pi \times 50$, sendo estes o valor do fator de amortecimento e valor da frequência angular fundamental, respetivamente.

A figura 3.11 mostra o ambiente de teste ao sistema SOGI implementado.

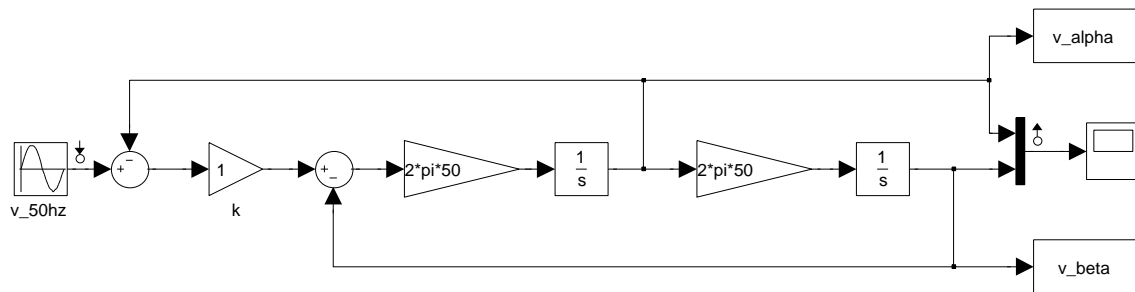


Figura 3.11: Ambiente de teste ao sistema SOGI.

O principal objetivo da utilização deste bloco é a criação de uma componente ortogonal do sinal de tensão com um desfasamento de 90° em relação ao sinal de entrada. Os dois sinais resultantes serão utilizados mais à frente para efetuar as transformadas de coordenadas necessárias para a execução do controlo proposto.

A representação dos sinais na figura 3.12 demonstra o bom funcionamento do sistema SOGI. Os sinais são inicializados em 0 V e no segundo ciclo atingem o regime permanente.

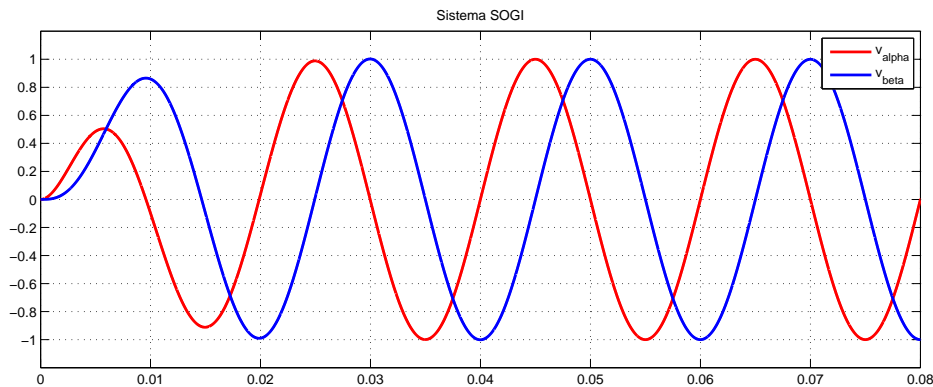


Figura 3.12: Sinais *alpha* e *beta* obtidos a partir do sistema SOGI.

3.4.2 Teste ao sistema PLL

Quanto ao sistema PLL foram feitos três testes distintos. Estes testes foram os seguintes: aplicação de uma onda sinusoidal à frequência de 50 Hz com uma amplitude de 1 $p.u.$; aplicação da onda utilizada no primeiro teste adicionada a um sinal de ruído; aplicação de uma onda sinusoidal mas desfasada da onda inicial por um ângulo de 180° . De referir que a alteração entre os testes foi feita com recurso aos blocos de *switch* presentes nas bibliotecas do *Simulink*[®] e executados na mesma simulação, de forma a comprovar o bom funcionamento do sistema PLL aquando ocorrências de variações bruscas no sinal de entrada. O ambiente de teste criado pode ser observado na figura 3.13.

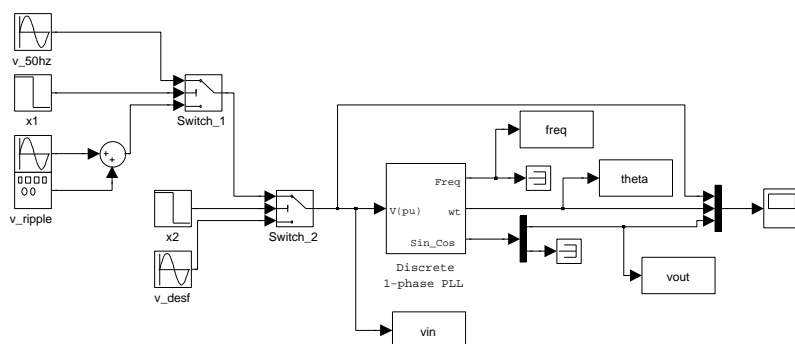


Figura 3.13: Ambiente de teste ao sistema PLL.

Na figura 3.14 podem ser analisados os sinais relevantes para este teste. O primeiro gráfico indica os sinais de entrada e de saída do sistema de teste do PLL. Neste gráfico são visíveis as variações do sinal de entrada nos instantes 0.05 s e 0.15 s .

No segundo gráfico pode ser observada a variação do valor do ângulo $theta$. Este valor varia no máximo entre 0 e 2π e é importante pelo facto de ser um ponto de referência para as transformações de coordenadas e, por consequência, para todo o processo de controlo.

No terceiro gráfico pode ser analisada o valor de frequência do sinal de saída. Este valor apenas sofre uma pequena oscilação de 1% aquando a introdução do sinal desfasado.

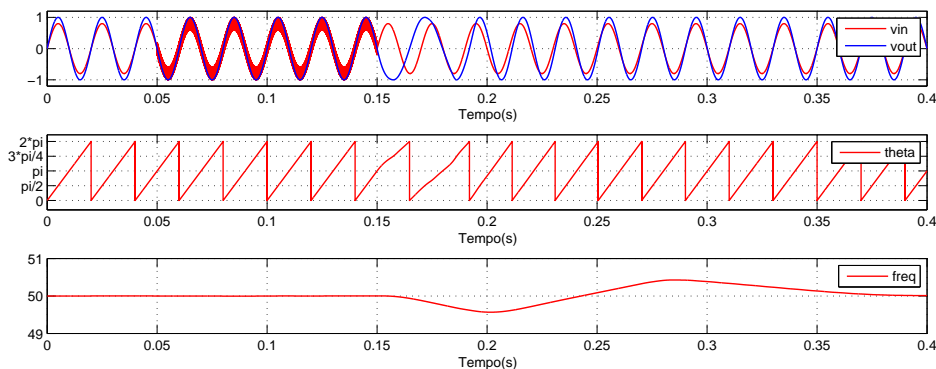


Figura 3.14: Sinais relevantes no sistema PLL.

3.5 Conclusão

Neste capítulo são apresentados os vários blocos funcionais constituintes do método de controlo DPC. Para cada bloco são descritas as principais funcionalidades assim como as equações relevantes do mesmo. É descrito também o procedimento executado para a realização de vários testes individuais a alguns desses blocos e é comprovada a boa execução destes.

Existem vários métodos de controlo de corrente para conversor de potência, cada um com as suas vantagens e desvantagens. A análise de um método de controlo de corrente já utilizado em conversores com diferentes especificações permite uma análise crítica, que pode ser o fator chave na escolha do método de controlo durante a fase de projeto do conversor.

Uma vantagem da aplicação deste método é a possibilidade de testar os vários blocos envolventes e validar as suas funcionalidades individualmente. Este aspeto torna-se extremamente útil quando os sistemas a considerar são complexos. Por consequência, a análise e correção dos erros é também mais simples.

Capítulo 4

Dimensionamento dos elementos do sistema eletrônico

4.1 Introdução

Neste capítulo são descritas as escolhas feitas para a implementação prática do conversor. De forma a simplificar a compreensão do problema em causa, é apresentada uma arquitetura do sistema constituída pelos principais blocos a implementar. De seguida são dimensionados os parâmetros do conversor, assim como o filtro utilizado para a ligação do conversor à rede elétrica.

Quanto à parte eletrónica, são apresentados os circuitos de aquisição, de proteção e de condicionamento do sinal. É também apresentado o circuito de *drive* para os IGBTs. Além dos esquemas utilizados para a simulação e implementação destes circuitos, são também apresentados os dispositivos físicos utilizados e as suas principais características.

No que diz respeito à parte de potência, apenas foi apresentado o módulo de IGBTs utilizado.

4.2 Arquitetura do sistema

O sistema eletrônico para a interface bidirecional de transferência de energia estudado consiste da interligação de vários sistemas que se relacionam entre si, como se pode observar na figura 4.1. As ligações entre os sistemas envolventes podem ser consideradas de 2 tipos: ligações de potência (a verde), onde os valores dos sinais de tensão e corrente atingem valores mais elevados; ligações de sinal (a azul), onde os valores dos sinais de tensão e corrente são normalmente reduzidos.

Este sistema tem como principal objetivo o carregamento ou descarregamento do barramento DC/bateria consoante a ordem dada pelo controlador. De forma a monitorizar o estado do sistema, foi escolhida a utilização de circuitos de proteção para que possa ser dada uma ordem de paragem dos sinais de comando dependendo dos valores lidos pelos sensores.

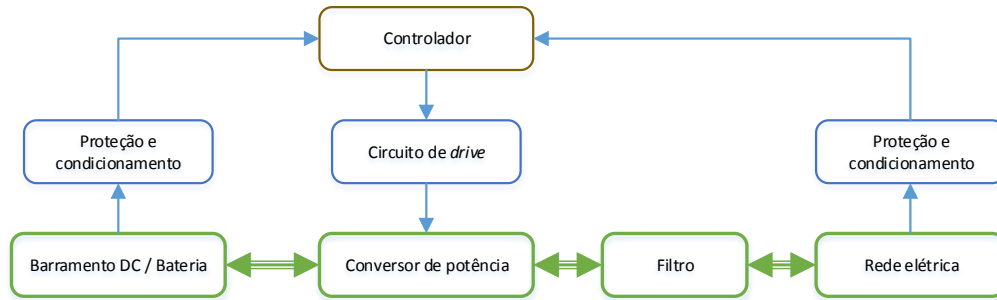


Figura 4.1: Arquitetura do sistema eletrónico.

4.2.1 Parâmetros do conversor

Para que possa ser feito um dimensionamento de todos os elementos necessários para a implementação prática do conversor de potência, foi preciso escolher alguns valores para os principais parâmetros do conversor. Os parâmetros tidos em conta foram: potência nominal, tensão nominal, tensão de pico, corrente máxima, frequência nominal e frequência de comutação.

Na tabela 4.1 podem ser observados os valores utilizados para o dimensionamento do conversor.

Tabela 4.1: Parâmetros iniciais para o projeto do conversor.

Grandeza	Valor	Unidade
Potência nominal (P)	1	kVA
Tensão nominal (V_s)	110	V
Tensão de pico (V_p)	155	V
Corrente máxima (I_p)	16	A
Frequência nominal (f_1)	50	Hz
Frequência comutação (f_s)	5	kHz

4.2.2 Dimensionamento do filtro

Devido às oscilações de corrente resultante da alta frequência de comutação dos semicondutores, existe a necessidade da inclusão de um filtro de potência para a ligação do conversor à rede elétrica. O dimensionamento deste filtro foi baseado em [19].

O filtro consiste numa simples bobina e o seu valor pode ser calculado a partir da equação 4.1.

$$L_{filtro} \geq \frac{1}{RF} \sqrt{\frac{\pi}{3} \left(\frac{\pi}{4} \left(1 + \frac{3}{4} m_a^2 \right) - \frac{4}{3} m_a \right) \frac{T_{com}}{T_s} L_b} \quad (4.1)$$

onde RF (*Ripple Factor*) é a percentagem de *ripple* introduzido pela comutação dos semicondutores, m_a é o índice de modulação de amplitude, T_{com} é o período de comutação dos semicondutores, T_s é o período da rede e L_b a indutância de base.

O valor de RF pode ser obtido a partir da equação 4.2, onde I_{com} corresponde à corrente do harmónico de comutação e I é a corrente nominal. Este valor deve ser limitado a uma percentagem igual a 5%.

$$RF = \frac{I_{com}}{I} \times 100 \quad (4.2)$$

Para o cálculo do valor da indutância de base L_b , é necessário conhecer os valores da potência nominal do conversor, da tensão nominal e da impedância de base. As equações 4.3, 4.4 e 4.5 demonstram os cálculos necessários para a obtenção do valor da indutância de base.

$$I_b = \frac{P}{V_b} = \frac{1 \text{ kVA}}{110 \text{ V}} = 9.09 \text{ A} \quad (4.3)$$

$$Z_b = \frac{V_b^2}{P} = \frac{110^2 \text{ V}}{1 \text{ kVA}} = 12.1 \Omega \quad (4.4)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{2\pi f} = \frac{12.1 \Omega}{2\pi \times 50 \text{ rad/s}} = 38.5 \text{ mH} \quad (4.5)$$

Substituindo os resultados obtidos na equação 4.1, obtém-se um valor de indutância para o filtro igual ou superior a 4.5 mH.

Como o valor exato de uma bobina é de difícil obtenção e como existe uma margem superior na escolha, foi utilizada uma bobina com uma indutância igual a 5 mH.

4.3 Plataforma de Processamento

Para o controlador foi escolhido um processador de sinal digital (*Digital Signal Processor - DSP*) que é um dispositivo baseado na manipulação de dados digitais com recursos a operações matemáticas típicas. Esses dados são normalmente medidos através de sensores de sinais.

A escolha da plataforma de controlo foi fundamentada num controlo digital, isto é, com recurso a uma implementação com base numa linguagem de programação. As vantagens desta escolha em relação à implementação analógica são, por exemplo, a flexibilidade em termos de alterações no sistema de controlo, a velocidade de implementação, o sistema de *debug*, entre outras.

Existe, no entanto, um conjunto de fatores nos quais foi fundamentada a escolha da plataforma de processamento TMS320f28335 da *Texas Instruments*® [20], sendo estes:

- Alta frequência de operação - 150 MHz (6.67 ns tempo de ciclo);
- ADC de 12 *bits* com 16 canais e taxa de amostragem a 12.5 MHz;
- 18 canais de saída PWM;
- Interface via USB com o computador;

A figura 4.2 mostra um exemplo de uma plataforma de processamento da *Texas Instruments*[®].

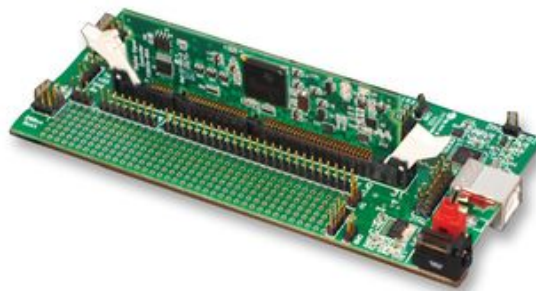
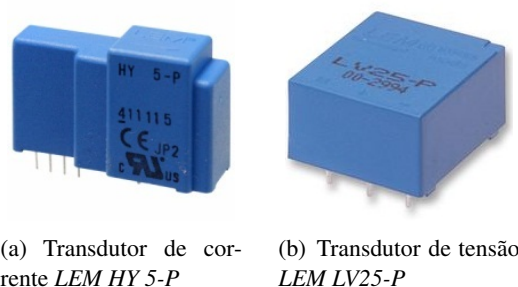


Figura 4.2: Plataforma de processamento da *Texas Instruments*[®] (TMS320F28335).

4.4 Aquisição dos sinais

Para a aquisição dos sinais de corrente e tensão do conversor, foram escolhidos os transdutores *LEM HY 5-P* e *LEM LV25-P*, respetivamente. A escolha destes componentes deve-se ao facto de apresentarem isolamento galvânico entre o circuito primário (circuito de maior tensão) e o circuito secundário (circuito eletrónico), baixo consumo e um tamanho reduzido, sendo assim a sua utilização muito comum. Os respetivos módulos dos transdutores podem ser observados na figura 4.3.



(a) Transdutor de corrente *LEM HY 5-P*

(b) Transdutor de tensão *LEM LV25-P*

Figura 4.3: Transdutores utilizados na montagem experimental.

Para um correto funcionamento do transdutor de tensão, foram efetuadas as ligações de acordo com a figura 4.4. Na mesma figura pode-se observar vários elementos, sendo eles: $\pm HT$ ligação em paralelo com a parte de potência do circuito em causa; R_1 resistência de potência a ligar em série entre $+HT$ e o transdutor; M sinal resultante da leitura do transdutor; R_M resistência

necessária para a obtenção do sinal da leitura (visto que a saída do secundário do transdutor de tensão é feita em corrente).

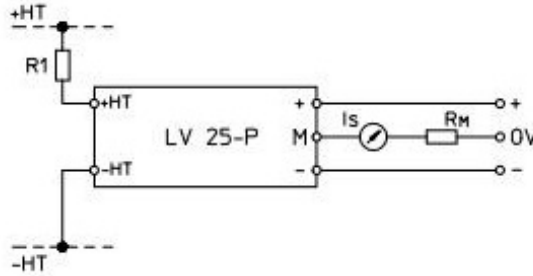


Figura 4.4: Esquema de ligação do transdutor *LEM LV25-P*.

O dimensionamento da resistência R_1 é feito tendo em conta a corrente eficaz nominal do circuito primário do transdutor, sendo esta igual a 10 mA . O seu cálculo é dado pela equação 4.6.

$$R_1 = \frac{V_{p-rms}}{I_{p-rms}} = \frac{230}{10 \times 10^{-3}} = 23\text{ k}\Omega \quad (4.6)$$

onde V_{p-rms} é o valor da tensão eficaz do circuito primário e I_{p-rms} o valor da corrente eficaz também no circuito primário.

Visto que o valor da resistência de potência não é um valor padrão, isto é, não existe no mercado resistências de $23\text{ k}\Omega$, foi escolhida uma resistência de $22\text{ k}\Omega$ de forma a não ser necessária a ligação em série de várias resistências. Desta forma, o valor de corrente no circuito primário do transdutor é obtido a partir da equação 4.7.

$$I_{p-rms} = \frac{V_{p-rms}}{R_1 + R_p} = \frac{230}{22 \times 10^3 + 250} \approx 10.3\text{ mA} \quad (4.7)$$

Como o fator de conversão do circuito primário para o circuito secundário do transdutor de tensão é de $\frac{2500}{1000}$, a corrente no circuito secundário é dada por:

$$I_{s-rms} = \frac{2500}{1000} \times I_{p-rms} = \frac{2500}{1000} \times 10.3 \times 10^{-3} \approx 25.8\text{ mA} \quad (4.8)$$

A potência que a resistência deve suportar é dada pela equação 4.9.

$$P_{R1} \geq \frac{V_{p-rms}^2}{R_1} = \frac{230^2}{22 \times 10^3} \approx 2.4\text{ W} \quad (4.9)$$

O que foi descrito até agora está apenas relacionado com o dimensionamento do transdutor de tensão. Para o transdutor de corrente não é necessário o dimensionamento de resistências visto que o sinal de saída mensurado pelo transdutor é um sinal de tensão que varia entre os -4 V e os 4

V , sendo apenas necessário ligar os pinos de alimentação do transdutor e os pinos de potência. A escolha do transdutor de corrente é feita a partir da gama de corrente a usar no conversor.

4.5 Circuito de condicionamento dos sinais

Como o DSP só aceita valores analógicos de tensão entre os 0 V e os 3 V, existe uma necessidade de condicionar os sinais de tensão e corrente a obter a partir dos transdutores, visto que estes valores podem ser tanto positivos como negativos. Esse condicionamento foi feito com recurso a amplificadores operacionais. Estes componentes são vastamente utilizados devido à sua simplicidade concetual e à sua versatilidade.

4.5.1 Condicionamento do sinal de corrente

Como já foi referido anteriormente, o transdutor de corrente *LEM HY 5-P* apresenta à sua saída valores de tensão entre -4 V e 4 V. De forma a que este sinal possa ser interpretado corretamente pelo DSP, foi criado um circuito utilizando amplificadores operacionais e algumas das comuns configurações possíveis aquando a utilização destes. O esquema do circuito criado pode ser observado na figura 4.5.

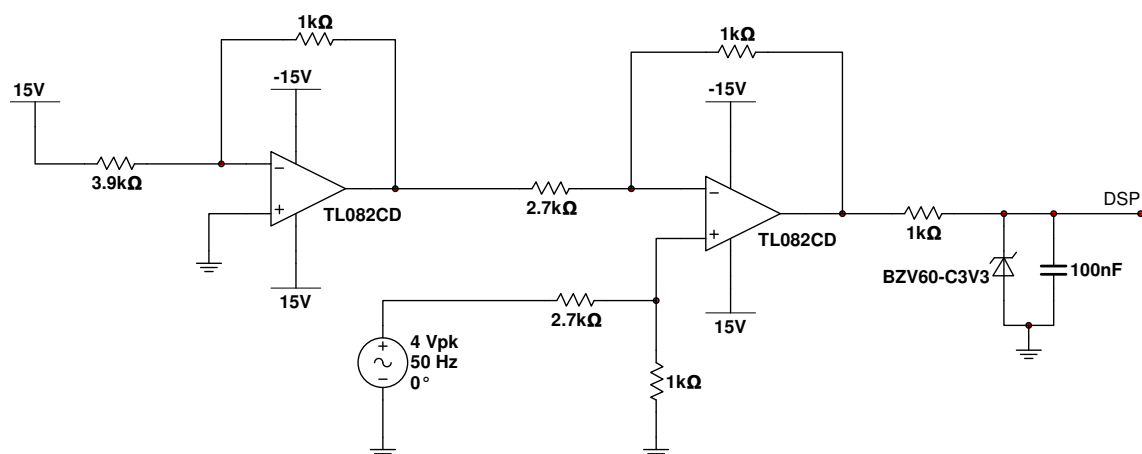


Figura 4.5: Circuito de condicionamento do sinal de corrente.

Este circuito foi implementado com recurso ao circuito integrado TL082, sendo este um circuito integrado constituído por dois amplificadores operacionais, tirando assim o máximo proveito do circuito integrado.

As configurações utilizadas foram a configuração inversora e a configuração subtratora. A primeira corresponde ao primeiro amplificador operacional (a contar da esquerda para a direita) no qual o principal objetivo é obter um valor constante de -4 V a partir do sinal de entrada, que neste caso é igual a 15 V.

A configuração subtratora, como o próprio nome indica, vai subtraír o sinal obtido anteriormente com o sinal proveniente do transdutor de corrente, que varia no máximo entre -4 V e 4 V, ficando assim com um sinal a variar entre 0 V e 8 V. Nesta configuração também é possível aplicar

um ganho, que neste caso é igual a $\frac{3}{8}$, de forma a que o sinal resultante varie entre 0 V e 3 V, como pretendido.

O diodo *zener* aplicado no final é para garantir que o valor de tensão à entrada do DSP não ultrapassa os 3,3 V, servindo assim como um dispositivo de proteção. A resistência de 1 K Ω e o condensador eletrostático de 100 nF atuam como um filtro de primeira ordem para altas frequências, sendo que a frequência fundamental do sinal a ser condicionado está na ordem dos 50 Hz.

4.5.2 Condicionamento do sinal de tensão

O circuito para o condicionamento do sinal proveniente do transdutor de tensão *LEM LV25-P* é, em grande parte, semelhante ao circuito utilizado para o condicionamento do sinal de corrente. A principal diferença consiste na utilização de diferentes resistências visto que os valores de tensão à saída do transdutor variam entre -3 V e 3 V.

De forma a obter os valores corretos para o sinal resultante variar entre 0 V e 3 V, foi necessário utilizar resistências em série e em paralelo, como se pode observar na figura 4.6. Os respetivos valores das resistências são indicados na mesma figura.

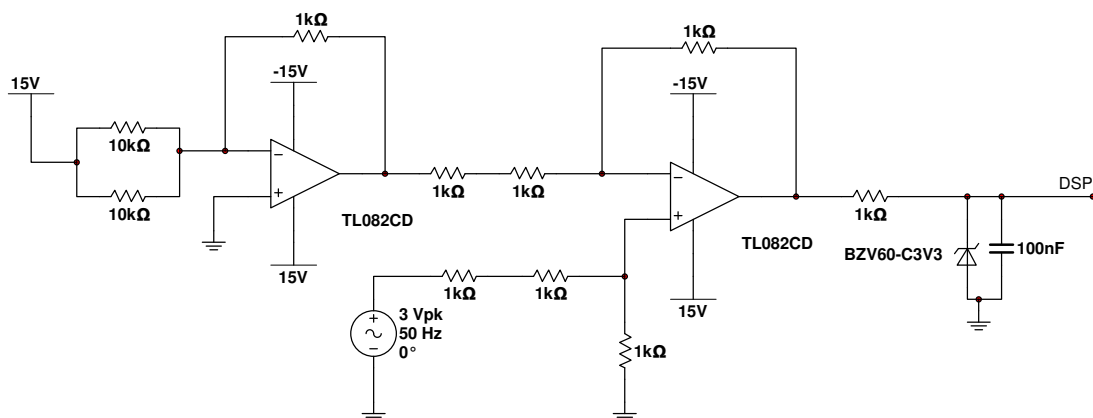


Figura 4.6: Circuito de condicionamento do sinal de tensão.

4.6 Circuito de proteção de corrente

Para garantir que os valores adquiridos pelos transdutores não ultrapassem certos valores máximos, foi criado um circuito de proteção. O objetivo deste circuito é, após a aquisição do sinal proveniente do transdutor, comparar com um sinal de referência e, caso este seja superior à referência, ativar uma entrada digital do DSP, de forma a que sejam desativados os sinais de controlo do conversor.

O circuito de proteção é composto por 4 partes distintas: um circuito retificador de precisão; um comparador por histerese; um *flip-flop* do tipo RS; e um amplificador operacional.

O circuito retificador de precisão tem como objetivo retificar o sinal de entrada, por outras palavras, atua como uma espécie de módulo do sinal, visto que este sinal pode variar no máximo entre -4 V e 4 V (para o transdutor de corrente) ou -3 V e 3 V (para o transdutor de tensão).

Após a retificação do sinal, este vai ser comparado com o valor constante que pode variar entre 0 V e 4.7 V , isto porque foi utilizado um potenciômetro de forma a regular esse valor constante.

A saída do comparador vai apresentar um sinal que tanto pode ter o valor lógico “1” (representado neste caso pelo valor de tensão 15 V) ou o valor lógico “0” (representado pelo valor de tensão 0 V). O díodo presente entre a saída do comparador e a entrada do *flip-flop* serve para retificar o sinal de saída do amplificador operacional, que, caso o díodo não existisse, seria ou -15 V ou 15 V , passando assim a ser ou 0 V ou 15 V .

O *flip-flop* do tipo RS é composto por duas portas lógicas do tipo NOR (*Not OR*) ligadas como se pode observar na figura 4.7 e tem como finalidade “memorizar” o valor presente numa das entradas, sendo neste caso a entrada *Set*, alterando apenas o seu valor caso a entrada *Reset* seja ativada. A ideia é ativar uma entrada digital do DSP sempre que um valor adquirido ultrapasse o limite imposto e manter essa entrada digital ativa até que seja dada uma ordem contrária pelo utilizador. A tabela de verdade do circuito *flip-flop* do tipo RS é apresentada na tabela 4.2.

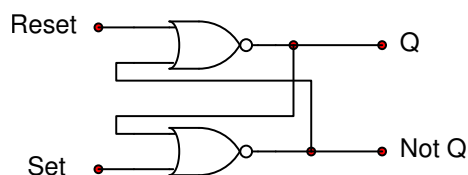


Figura 4.7: *Flip-flop* do tipo RS.

Tabela 4.2: Tabela de verdade do *flip-flop* do tipo RS.

Set	Reset	Q	Not Q
0	0	Q anterior	Not Q anterior
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0

Para a implementação prática deste circuito, além dos elementos passivos necessários, foram utilizados os circuitos integrados: TL074, constituído por 4 amplificadores operacionais; e o circuito integrado CD4001B, constituído por 4 portas lógicas do tipo NOR.

A figura 4.8 apresenta o esquema do circuito de proteção de corrente implementado.

$$R_{in} = \frac{V_{in} - V_F}{I_{in-max}} = \frac{3.3 - 1.5}{10 \times 10^{-3}} = 180\Omega \quad (4.10)$$

onde V_{in} é o valor de tensão do sinal de entrada, neste caso é o sinal proveniente do DSP que é igual a 3.3 V, V_F é a queda de tensão do LED presente no circuito integrado HCPL-3180 que, segundo a *datasheet* tem o valor típico de 1.5 V, e I_{in-max} é a corrente de entrada do circuito.

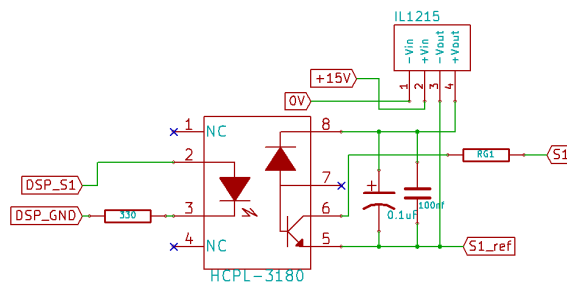


Figura 4.10: Circuito de *drive* para os IGBTs.

De referir que este circuito foi replicado 8 vezes visto que para a configuração do conversor são precisos 8 IGBTs.

4.8 Módulo IGBTs

De forma a implementar o conversor de potência NPC (*Neutral-Point-Clamped*), foi escolhido o módulo SK50MLI065 da *SEMIKRON*[®]. Este módulo é composto por 4 IGBT's (cada um com um diodo em anti-paralelo) e 2 diodos dispostos como se pode observar na figura 4.11. A principal vantagem deste módulo é o seu *design* compacto e, devido a isso, uma simples fixação através de apenas um parafuso, servindo simultaneamente de montagem numa placa e fixação dum dissipador.

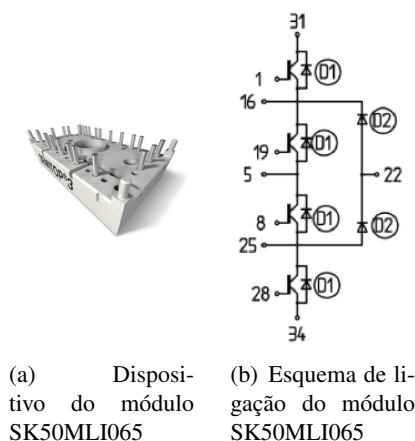


Figura 4.11: Módulo de IGBTs SK50MLI065 da *SEMIKRON*[®].

As principais características deste componente são ter uma tensão máxima aos terminais dos IGBTs de 600 V e uma corrente máxima de 40 A (para $T_s = 80\text{ }^{\circ}\text{C}$).

4.9 Conclusão

Neste capítulo foram descritos todos os elementos utilizados na montagem experimental, assim como o dimensionamento necessário para o bom funcionamento destes elementos.

De referir que a escolha de todos os elementos foi baseada em pesquisas efetuadas sobre o tema, sendo esta escolha mais tarde testada e validada de forma a garantir o funcionamento geral do sistema em causa.

Capítulo 5

Resultados

5.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos tanto na fase de simulação bem como na fase de experimentação prática. Como já foi referido anteriormente, este trabalho tem como foco principal a transferência de energia para a rede, logo os resultados obtidos no que diz respeito ao carregamento do barramento DC/bateria podem não corresponder com a realidade, visto que não são utilizados modelos equivalentes a sistemas reais.

Em termos de simulações, apenas foi garantido que seria possível o carregamento com a topologia de conversão escolhida, como se poderá observar mais à frente neste capítulo.

Quanto aos resultados práticos, serão apresentados vários tipos de sinais de controlo desde os sinais de aquisição até aos sinais de comando das *gates* dos IGBTs.

5.2 Simulação

Na figura 5.1 pode-se observar o sistema de controlo implementado em *Simulink*[®]. A implementação deste, como já referido anteriormente, foi feita com recurso a blocos. De forma a interligar estes blocos são utilizados blocos de *signal routing* para simplificar as ligações entre os blocos principais. O resultado é um ambiente de implementação mais arrumado e mais flexível a possíveis alterações. Os blocos principais são:

- Modulação SPWM (vermelho);
- Inversor NPC de 5 níveis + Filtro + Rede (laranja);
- Sistema de sincronização PLL (verde-escuro);
- Sistema de criação de componente ortogonal SOGI (amarelo);
- Sistemas de transformações dq normal e inversa (azul);
- Sistema de cálculo da potências (verde-claro);

- Sistema de controlo de corrente DPC (cinzento);

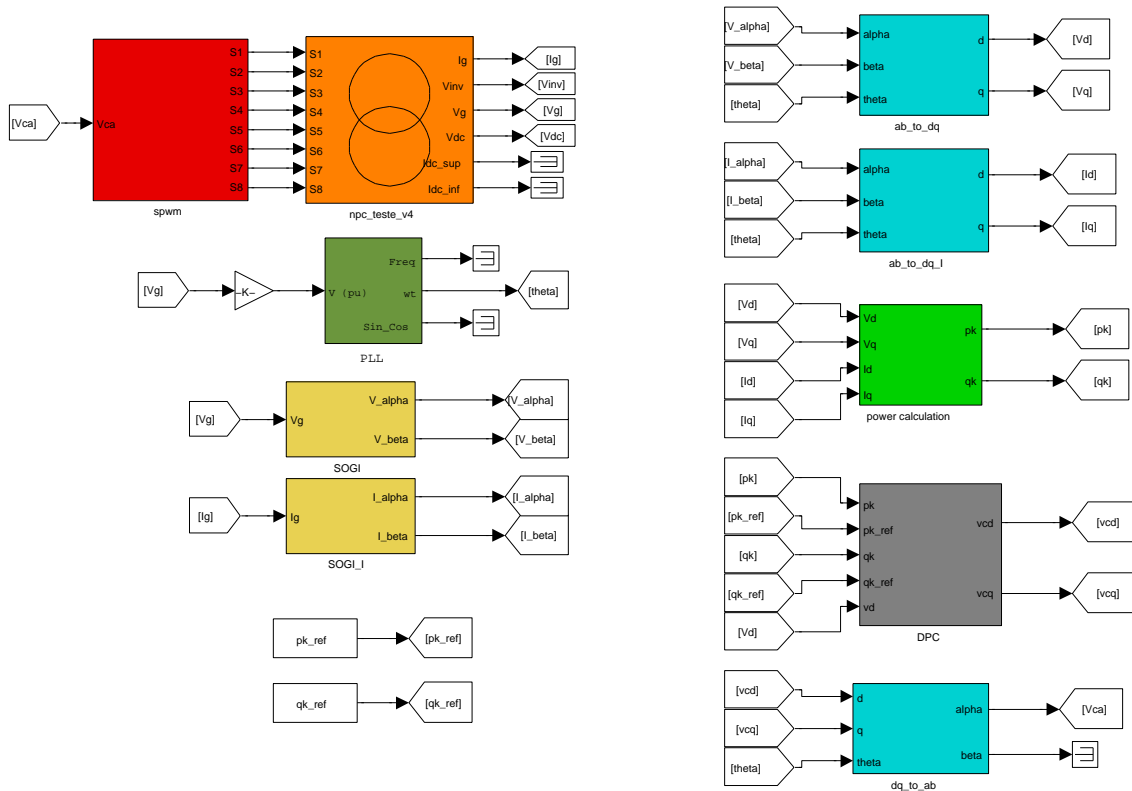


Figura 5.1: Simulação em ambiente *Simulink*[®] do sistema de controlo do conversor.

5.2.1 Carregamento do barramento DC/bateria

Como o carregamento do barramento DC/bateria não foi o principal alvo de estudo desta dissertação, os resultados apresentados podem não ser o mais próximos da realidade. Mesmo assim, foram feitos testes ao sistema de carregamento utilizando como esquema equivalente de uma bateria um condensador de elevada capacidade em série com uma baixa resistência interna.

O esquema que representa o princípio básico de carregamento pode ser observado na figura 5.2.

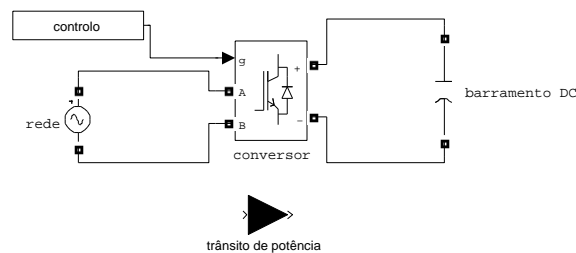


Figura 5.2: Esquema básico do carregamento do barramento DC/bateria.

De forma a validar o funcionamento em termos de simulação do conversor escolhido, foram colocados os sinais das *gates* dos IGBTs a zero, isto é, desligados e foi feita a ligação *rede-filtro-barramento DC*. Desta forma, os díodos em anti-paralelo vão conduzir consoante o sinal positivo ou negativo da tensão na rede, como se tratasse de uma ponte retificadora.

Na figura 5.3 pode-se observar os sinais de tensão na rede, tensão no conversor, corrente na rede e tensão no barramento DC/bateria. De relembrar que este teste apenas foi efetuado para verificar a possibilidade de carregamento e não foram tidos em conta parâmetros a utilizar para a simulação de um modelo equivalente de uma bateria.

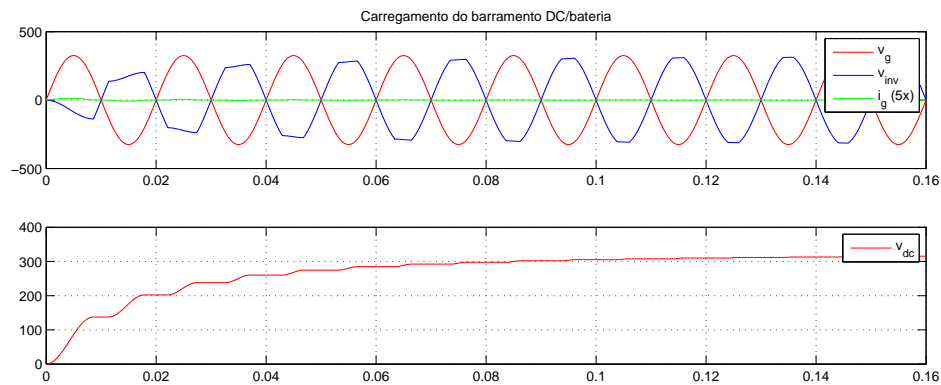


Figura 5.3: Sinais de tensão e corrente na rede e no conversor.

5.2.2 Transferência de energia para a rede elétrica

De uma forma muito elementar, o esquema que representa um sistema de transferência de energia para a rede pode ser observado na figura 5.4. Os principais elementos a ter em conta são: a rede elétrica, o barramento DC, o conversor e o respetivo controlo.

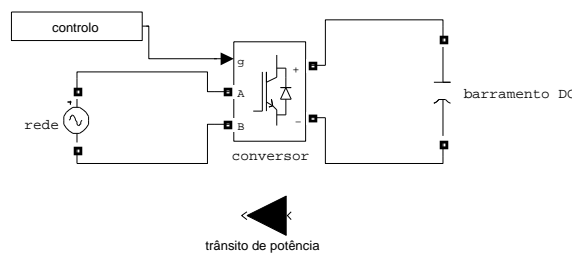


Figura 5.4: Esquema básico do sistema de transferência de energia para a rede.

Como já foi apresentado na secção 3.3.5, o método de modulação escolhido para o controlo do conversor foi o método de modulação sinusoidal. Este método consiste na comparação entre sinais sinusoidais (ou sinais ligeiramente modificados) e sinais triangulares (ou sinais dente de serra), de forma a criar o sinal PWM desejado. De referir que as diferentes configurações para a modulação sinusoidal apresentam resultados diferentes, principalmente no que diz respeito à THD [21].

De acordo com [22], os sinais PWM necessários para o funcionamento da topologia NPC são 4 (mais 4 complementares) e são distintos entre eles como se pode observar na figura 5.5.

A referência dos semicondutores S1 a S8 é apresentada no capítulo 3, figura 3.1. Os semicondutores S1 a S4 correspondem ao primeiro braço da topologia de conversão de potência e os restantes correspondem ao segundo braço. Para a parte superior da topologia foram definidos S1-S2 e S5-S6, e para a parte inferior os respectivos complementares S3-S4 e S7-S8.

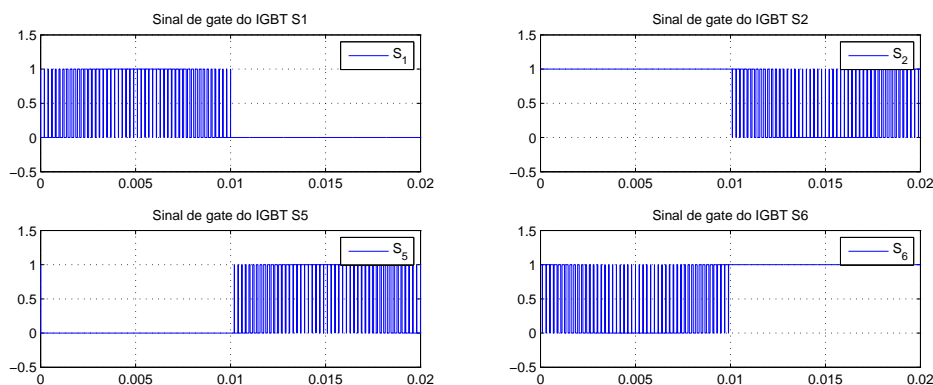


Figura 5.5: Sinais relevantes das *gates* dos IGBTs.

Para uma tensão eficaz de entrada V e uma corrente eficaz de entrada I , a potência aparente é dada por VI . Contudo a potência atual entregue à carga é apenas $VI \cos \phi$. Apenas a componente de corrente de entrada que se encontra em fase com a tensão de entrada ($I_i \cos \phi$) é que contribui para a potência na carga. Desta forma, é desejável que o fator de potência ($\cos \phi$) seja o mais próximo possível do valor 1, para que seja mantida a forma de onda da corrente sinusoidal e para que esta esteja em fase com a tensão.

Na figura 5.6 pode-se observar o sinal de corrente da rede em fase com a tensão, de forma a que o fator de potência seja unitário.

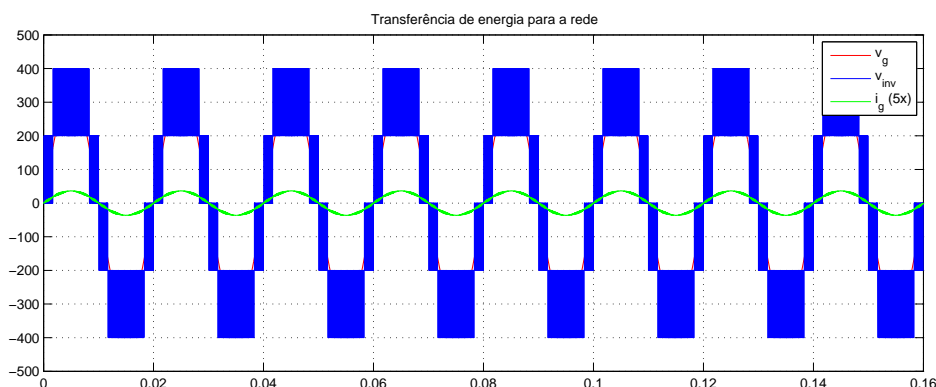


Figura 5.6: Sinais de tensão e corrente na rede e no conversor.

De forma a avaliar a THD da corrente injetada na rede, foi utilizada a ferramenta *power_fftscope()*. Esta ferramenta do *MATLAB*® permite analisar a THD bem como o espectro FFT de um sinal. Na

figura 5.7 pode-se observar a interface da ferramenta *power_fftscope()*.

Para uma correta utilização desta ferramenta, inicialmente é necessária a exportação da informação contida dos sinais obtidos no ambiente *Simulink*[®] recorrendo ao bloco *To Workspace*. Também é necessária a alteração do formato dos dados de *Structure* para *Structure With Time*. Só desta forma se torna possível a seleção do sinal a avaliar na ferramenta *power_fftscope()*.

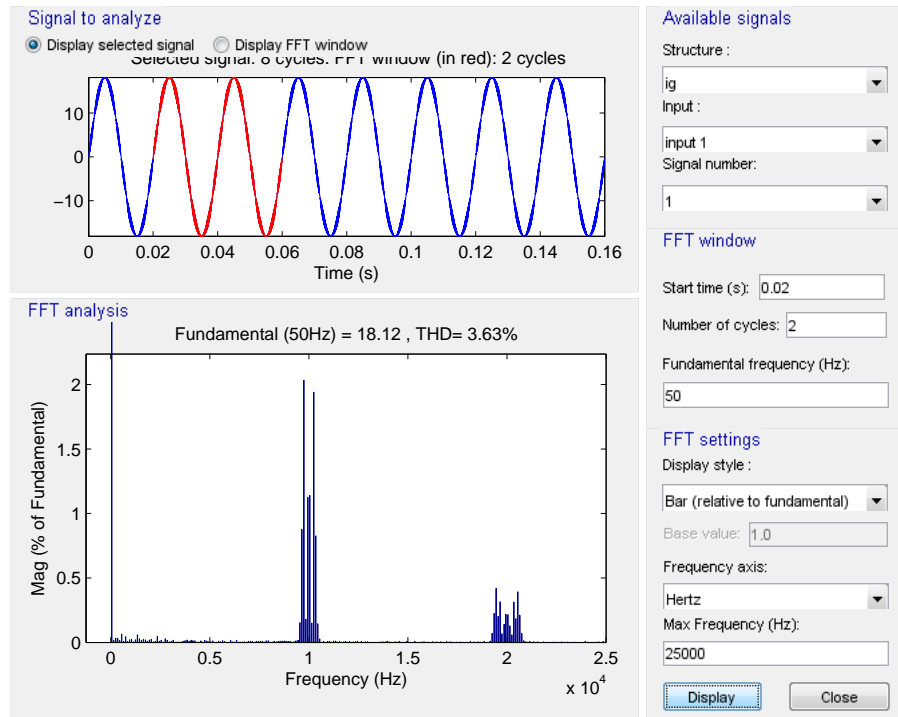


Figura 5.7: Transformada de Fourier do sinal de corrente na rede.

5.2.3 Ensaio em regime permanente com fator de potência unitário

No que diz respeito ao controlo do sistema completo em malha fechada, foram executados vários ensaios de forma a validar a utilização da topologia de conversão com o método de controlo escolhido. Inicialmente foi simulado o funcionamento do conversor em regime permanente com um fator de potência unitário, isto é, foi utilizado como parâmetros uma referência de potência ativa igual a 1000 W e uma referência de potência reativa igual a 0 VAR.

Na figura 5.8 pode ser observado o ensaio em regime permanente realizado.

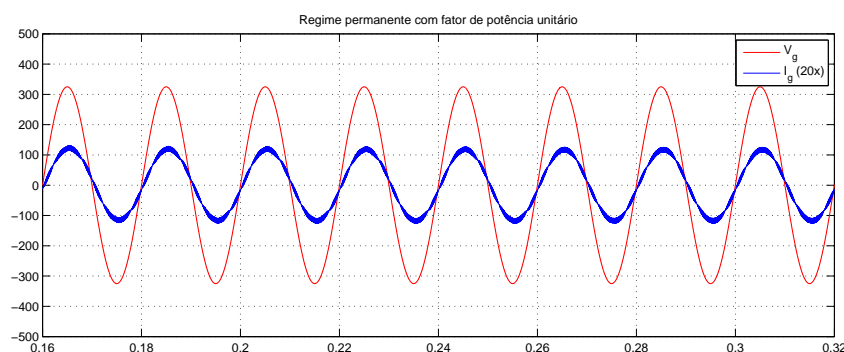


Figura 5.8: Sinais de tensão e corrente na rede com fator de potência unitário.

Como foi referido na secção 2.3.5.2, os harmónicos de corrente têm que respeitar certos valores percentuais de forma a que possa ser feita uma correta ligação do conversor à rede. Para analisar a THD do sinal de corrente na rede foi utilizada a ferramenta *power_fftscope()*, como já referido anteriormente neste capítulo. O respetivo espetro FFT pode ser encontra-se representado na figura 5.9.

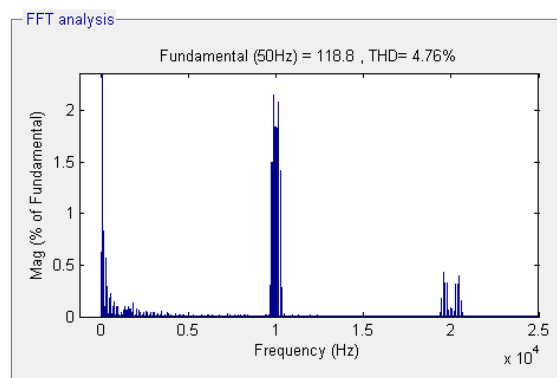


Figura 5.9: Harmónicos de corrente na rede para o ensaio em regime permanente com $fp = 1$.

5.2.4 Ensaio em regime permanente com fator de potência não unitário

De forma a testar o comportamento do conversor e também os harmônicos de corrente a injetar na rede no caso do fator de potência não seja unitário, foram ajustados os valores de referência de potência ativa e reativa consoante as equações apresentadas em 5.1, isto no caso dos sinais de tensão e corrente sejam sinusoidais.

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad |P| = S \cos \varphi \quad (5.1)$$

Neste caso, para a obtenção de um fator de potência igual a 0.8, foi utilizada uma potência ativa igual a 800 W e uma potência reativa igual a 600 VAR. A figura 5.10 mostra o ensaio realizado com os respetivos parâmetros, na qual pode ser observado o desfaseamento entre a corrente e a tensão na rede.

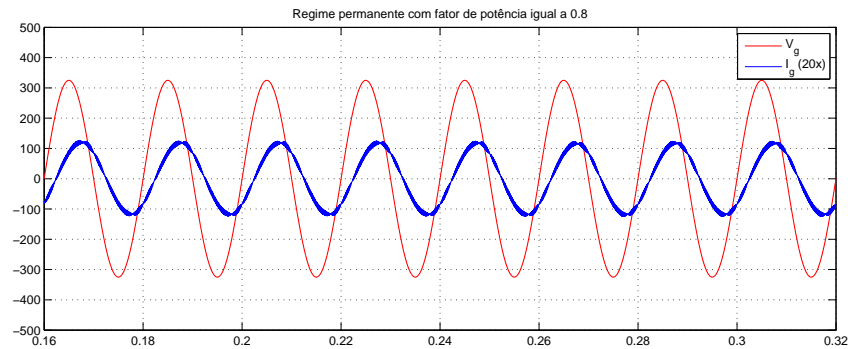


Figura 5.10: Sinais de tensão e corrente na rede com fator de potência igual a 0.8.

Da mesma maneira que foram analisados os harmônicos de corrente para o ensaio em regime permanente com um fator de potência unitário, também se podem verificar os harmônicos de correntes no caso do fator de potência igual a 0.8. O respetivo espectro FFT do sinal de corrente pode ser observado na figura 5.11.

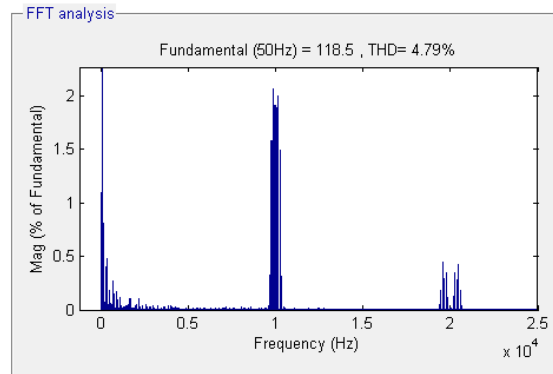


Figura 5.11: Harmônicos de corrente na rede para o ensaio em regime permanente com fp = 0.8.

5.2.5 Ensaio em regime dinâmico com alteração de potência ativa

De forma a avaliar as respostas dadas pelo conversor no caso de alterações das referências de potência, sendo estas (na prática) as seleções dos modos de carregamento e descarregamento das baterias, foram executados ensaios em regime dinâmico com alterações de potências ativa e reativa.

Num primeiro ensaio, foi considerada a alteração da referência de potência ativa de um valor de 0 W para 1000 W. Na figura 5.12 pode ser observado os sinais de corrente e tensão na rede e também os sinais da potência atual e da potência de referência.

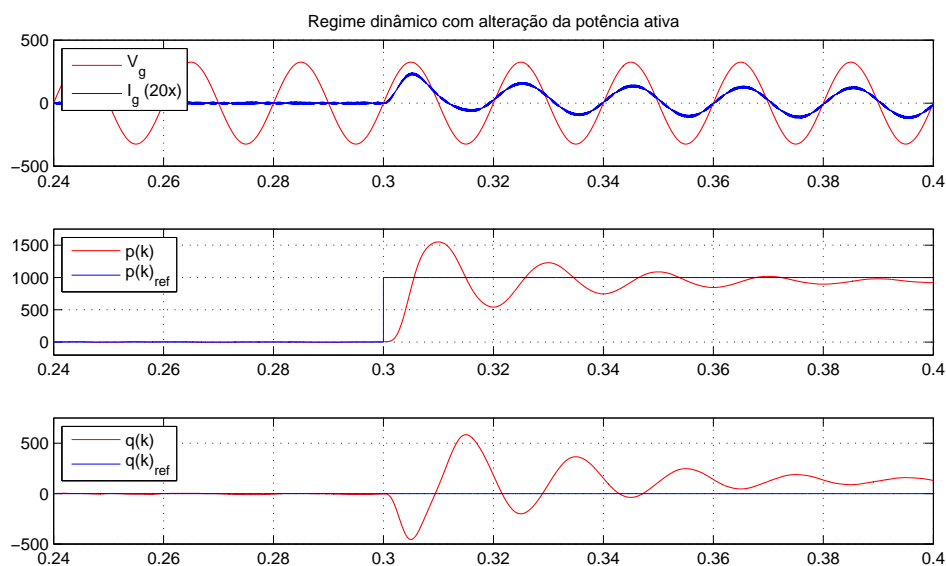


Figura 5.12: Ensaio em regime dinâmico com alteração de potência ativa.

É possível observar o *overshoot* inicial a quando a alteração da referência de potência dada. Este valor está, em parte, dependente dos ganhos dos controladores presentes no bloco de controlo DPC.

5.2.6 Ensaio em regime dinâmico com alteração de potência reativa

Um ensaio semelhante ao anterior foi efetuado mas desta vez com alteração da potência reativa. Esta passou de um valor de 0 VAR para 500 VAR. De igual modo, pode ser observado na figura 5.13 os sinais relevantes para este ensaio.

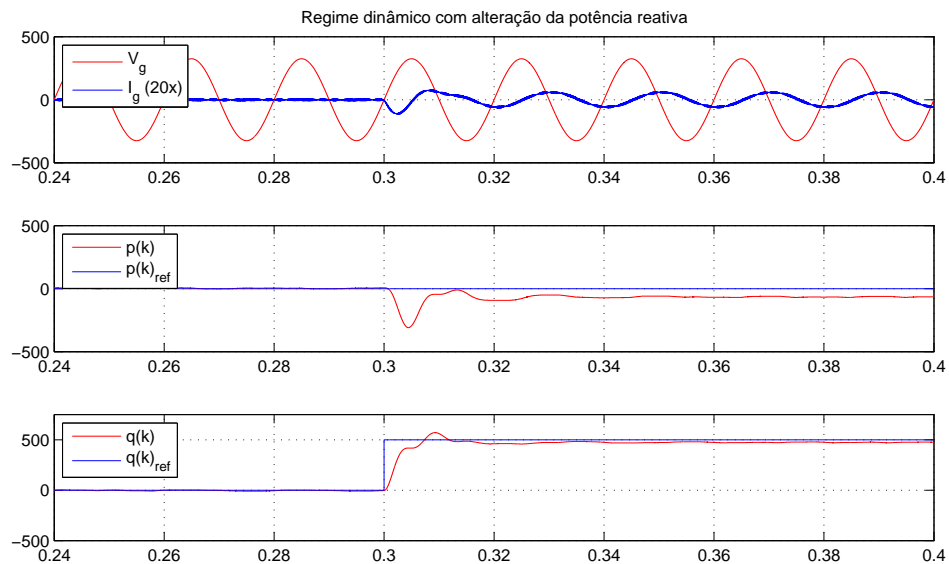


Figura 5.13: Ensaio em regime dinâmico com alteração de potência reativa.

Como se pode observar, os valores de potência tendem para os valores de referência indicados, contudo, devido às constantes dos controladores não se encontrarem devidamente ajustadas, o tempo de estabelecimento é relativamente elevado.

5.3 Montagem experimental

Nesta secção são apresentados vários testes efetuados aos diversos sistemas implementados fisicamente de forma a comprovar a sua validação prática. Os sistemas aqui apresentados são: sistema PLL, circuito de condicionamento, circuito de proteção e o circuito de comando dos IGBTs.

5.3.1 Sistema PLL

O teste experimental realizado para a verificação do correto funcionamento do sistema PLL consistiu na introdução de um sinal sinusoidal à entrada do ADC do DSP e na verificação dos sinais de entrada e saída do sistema no osciloscópio. Como o DSP só dispõe de saídas digitais, a obtenção do sinal referente ao ângulo θ consistiu na utilização de um filtro RC passa-baixo com uma frequência de corte uma década abaixo da frequência do sinal PWM utilizado.

Conforme é apresentado na figura 5.14, o sinal θ gerado tem a forma de uma onda dente de serra e é inicializado a cada ciclo completo do sinal sinusoidal medido, como esperado.

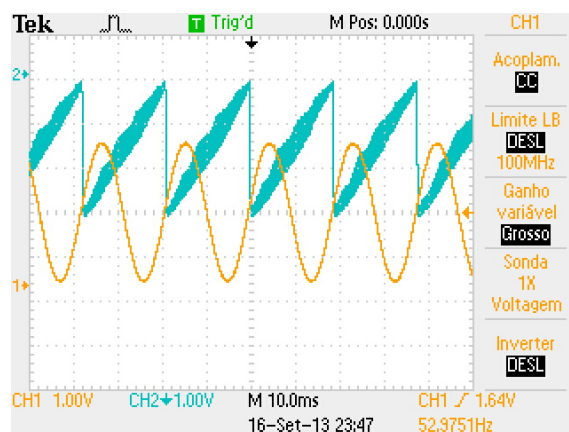


Figura 5.14: Sinal de tensão e do θ do teste ao sistema PLL.

5.3.2 Sinais dos circuitos de condicionamento

Quanto ao circuito de condicionamento, foi necessário escalar os sinais adquiridos pelos transdutores de forma a serem corretamente lidos pelo DSP. Os circuitos referentes a este condicionamento estão apresentados na secção 4.5 e os sinais relevantes para o teste deste circuito podem ser observados na figura 5.15.

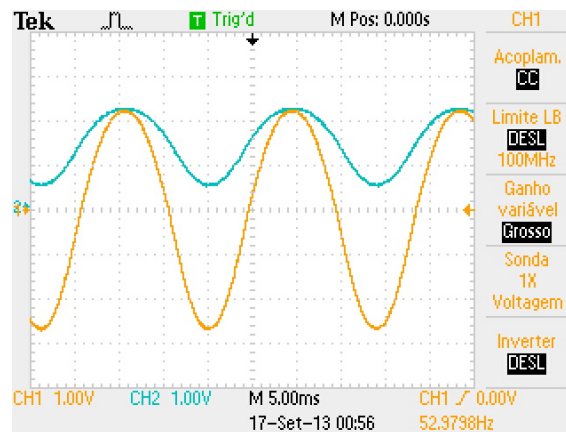
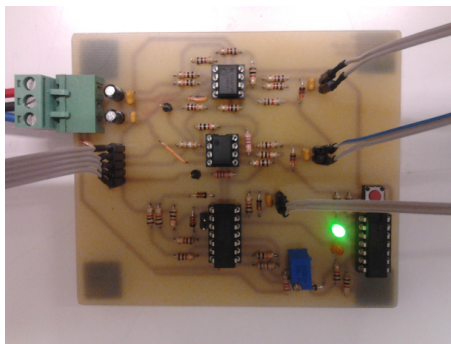


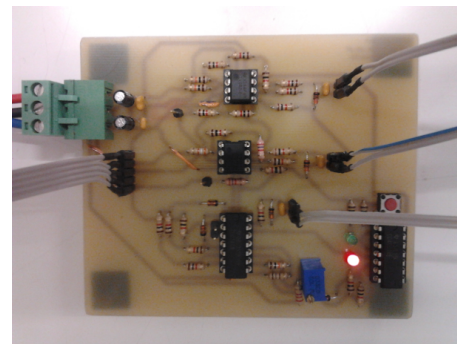
Figura 5.15: Sinais relevantes do circuito de condicionamento.

5.3.3 Circuito de proteção

O circuito de proteção, cujo esquema está na secção 4.6, contém dois LEDs (um verde e um vermelho) que representam o estado do sinal de corrente adquirido pelo transdutor, isto é, caso este ultrapasse o valor de referência definido pelo utilizador, é ativado o LED vermelho sendo esta informação enviada para o controlador de forma a sinalizar a ocorrência de um erro. Os dois estados do circuito de proteção podem ser observados na figura 5.16.



(a) Sinalização do circuito de proteção OK



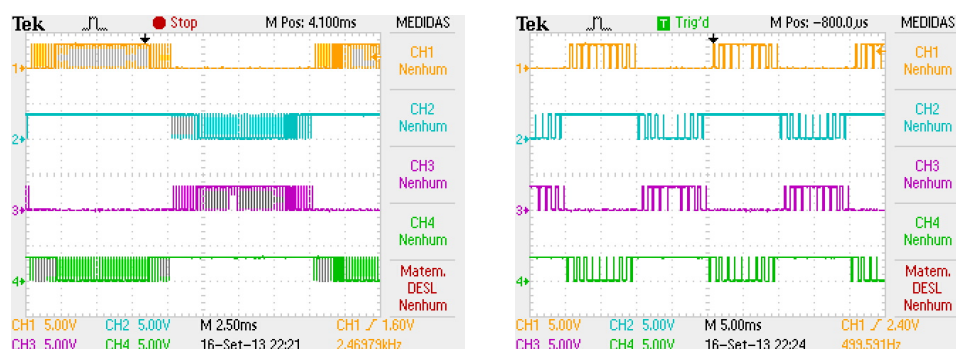
(b) Sinalização do circuito de proteção Não OK

Figura 5.16: Circuito implementado em PCB para os circuitos de condicionamento e proteção.

5.3.4 Sinais de comando dos IGBTs

Para os sinais de comando, foram realizados dois testes. A diferença entre estes testes consiste apenas na alteração da frequência de comutação e o intuito desta alteração é permitir uma melhor visualização dos sinais PWM distintos.

A comparação entre os sinais obtidos na experimentação prática (figura 5.17) e os sinais apresentados anteriormente neste capítulo (figura 5.5) permitem a validação do sistema de modulação sinusoidal utilizado.



(a) Sinais de comando a uma frequência de comutação igual a 5 kHz

(b) Sinais de comando a uma frequência de comutação igual a 1 kHz

Figura 5.17: Sinais relevantes de comando dos IGBTs.

5.4 Conclusão

Este capítulo consiste basicamente na apresentação de dois tipos de resultados distintos: resultados de simulação e resultados práticos. No que diz respeito aos testes de simulação, foram apresentados ensaios em malha aberta e em malha fechada. Os ensaios em malha aberta apenas serviram para a validação da bidirecionalidade da topologia de conversão escolhida.

Os ensaios de malha fechada, apesar de funcionais, apresentaram várias dificuldades na definição dos parâmetros de controlo. Estas dificuldades refletiram-se nos ensaios em regime dinâmico devido às bruscas alterações das referências de potência, que como consequência apresentam longos tempos de estabilização.

Os resultados práticos efetuados aos sistemas implementados validaram toda a simulação efetuada previamente.

Capítulo 6

Conclusões e trabalho futuro

6.1 Conclusões

A elaboração desta dissertação foi algo enriquecedor devido aos vários conhecimentos adquiridos. Entre estes conhecimentos destaca-se todo o projeto relacionado com a criação da PCB. De referir que o *software* utilizado para a conceção da PCB (*KiCAD*[®]) apresentou várias vantagens como, por exemplo, a sua interface simples e intuitiva no que diz respeito à colocação e alinhamento dos componentes e das pistas.

Em relação ao resto do *software* utilizado, é de salientar a ferramenta de ligação entre o *Simulink*[®] e o *PSIM*[®] (*SimCoupler*), visto que esta possibilita um desacoplamento entre a parte de potência e a parte de controlo o que permite uma diminuição do processamento global do sistema, isto porque, o *PSIM*[®] foi propositadamente criado para circuitos de potência, logo o tempo de processamento é relativamente menor em comparação com outros programas similares.

Quanto à programação do DPS, houve necessidade de efetuar uma discretização de todos os blocos utilizados nas simulações em *Simulink*[®], devido ao *Code Composer Studio*[®] apenas permitir a elaboração do código a implementar na DSP caso os blocos sejam discretos, neste sentido, houve a necessidade de alterar alguns blocos.

No que diz respeito ao método de sincronização, o sistema PLL utilizado mostrou-se ser bastante eficiente tanto em termos de simulação como em termos de experimentação prática.

Quanto ao método de controlo, este apresentou algumas dificuldades na definição dos vários parâmetros necessários devido às suposições consideradas para a utilização do método de controlo *dead-beat*, sendo estas a consideração que o sinal de tensão adquirido da rede é perfeitamente sinusoidal e a consideração que a resistência interna do filtro de ligação à rede é nula. Como, na realidade, estes fatores não podem ser ignorados, os valores de controlo não tendem para os valores de referência, daí a dificuldade na definição dos parâmetros.

A estrutura multinível utilizada mostrou ser vantajosa devido à baixa THD apresentada.

6.2 Trabalho futuro

No que diz respeito ao trabalho futuro, o principal procedimento a ser feito seria a ligação do sistema global em simultâneo, sendo este composto pela parte de aquisição dos sinais de tensão e corrente do conversor e a parte de potência (placa de controlo e módulo de IGBTs), visto que a ligação final não foi efetuada, apenas foram testados alguns blocos funcionais individualmente.

Outros aspetos possíveis de serem melhorados/implementados são:

- Projeto e implementação de um sistema de proteção do conversor de potência sem recorrer ao controlador;
- Melhoramento das PCBs projetadas no que diz respeito ao espaçamento e colocação dos componentes utilizados;
- Projeto e implementação de um sistema de análise à eficiência do conversor;
- Desenvolvimento duma interface gráfica em *MATLAB*[®] de forma a poder monitorizar em tempo-real os sinais relevantes do conversor;
- Análise de custo do sistema global.

Anexo A

Software utilizado

A.1 Simulink®

O *Simulink*® é uma ferramenta de programação, desenvolvida pela *MathWorks*, para modelação, simulação e análise de sistemas dinâmicos. Uma das suas principais características é a possibilidade de criação de sistemas com recurso a diagramas de blocos. De referir também a disponibilidade de bibliotecas de blocos e a alta integração com o ambiente de trabalho *MATLAB*®.

Grande parte do trabalho de simulação efetuado foi com recurso a esta ferramenta.

Um exemplo do ambiente de simulação do *Simulink*® pode ser observado na figura A.1.

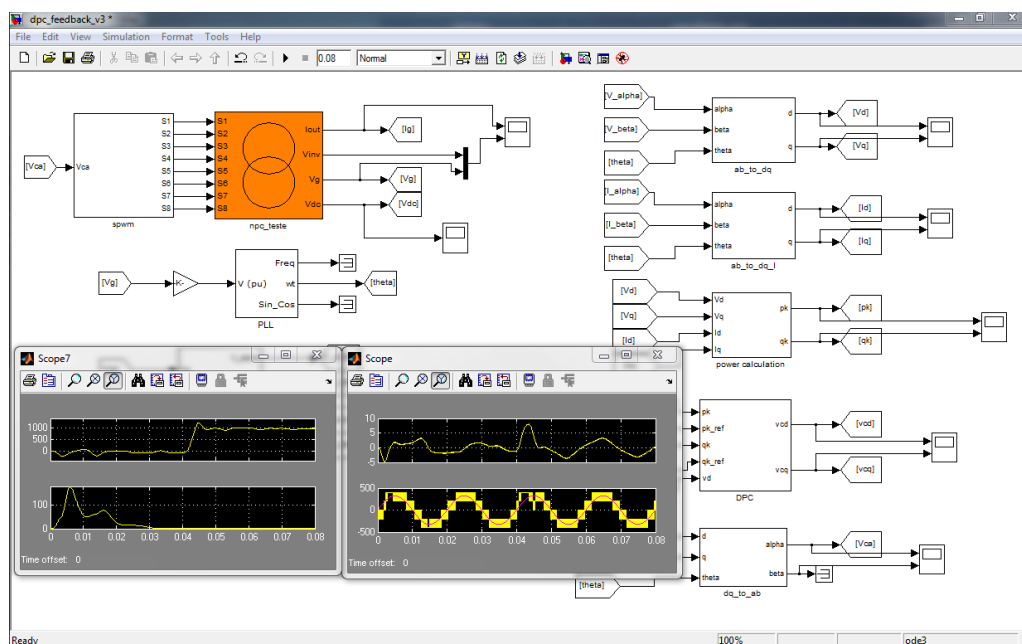


Figura A.1: Exemplo do ambiente de desenvolvimento do *Simulink*®.

A.2 PSIM[®]

O PSIM[®] é uma ferramenta de simulação especialmente focada em sistemas de eletrônica de potência. Esta ferramenta salienta-se por ser muito intuitiva e fácil de usar. Além disso, destaca-se na sua versatilidade visto que fornece um conjunto de funcionalidades que permitem a sua interatividade com outros *softwares*. Para a interação com o Simulink[®] foi utilizado o SimCoupler. A figura A.2 mostra a interface do *software* PSIM[®].

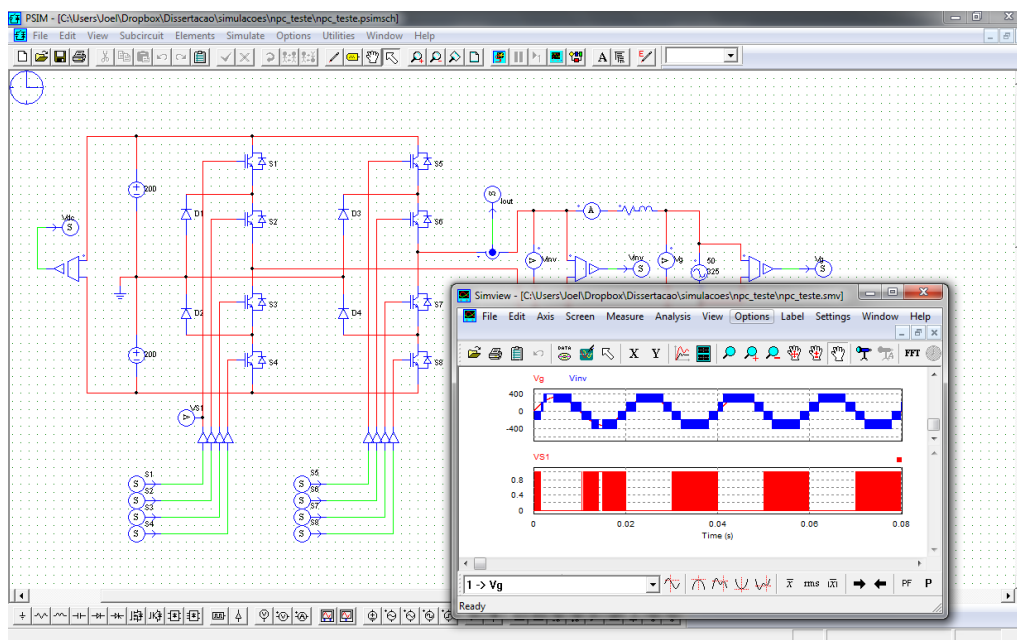


Figura A.2: Exemplo do ambiente de desenvolvimento do PSIM[®].

A.3 KiCAD®

O KiCAD® é um *software* gratuito e concebido especialmente para conceção de PCBs. Entre os vários *softwares* disponíveis com o mesmo propósito, este apresenta uma excelente organização no que diz respeito ao projeto de uma PCB e encontra-se dividida em 5 partes principais: *kicad* - gestão dos projetos; *eeschema* - edição do esquemático; *cvp pcb* - seleção dos *footprints* dos componentes a usar no projeto; *pcbnew* - programa de edição da PCB (possível visualizar em 3D); *gerbview* - visualização dos ficheiros Gerber (tipo de formato de ficheiro que descreve os aspetos da PCB, por exemplo, as camadas de cobre, os furos, a soldadura, etc.).

Na figura A.3 pode-se observar o ambiente de desenvolvimento do KiCAD®.

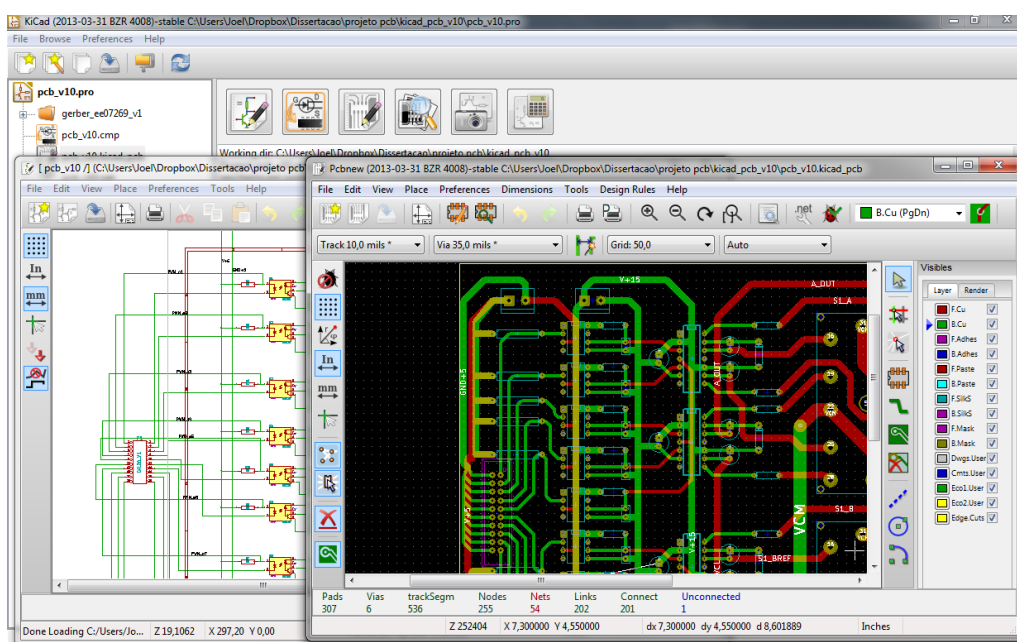


Figura A.3: Exemplo de alguns dos ambientes de desenvolvimento do KiCAD®.

A.4 PSpice®

O PSpice® é um programa de simulação de circuito analógicos e digitais. Este programa é extremamente útil no que diz respeito à análise do comportamento de circuitos antes de serem implementados fisicamente. Desenvolvido inicialmente pela *MicroSim*, este *software* foi comprado mais tarde pela *OrCAD®* que pertence atualmente à *Cadence Design Systems*. Os circuitos podem ser implementados em *OrCAD®* e a simulação é feita com recurso ao *SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)*.

O ambiente de simulação do PSpice® pode ser observado na figura A.4.

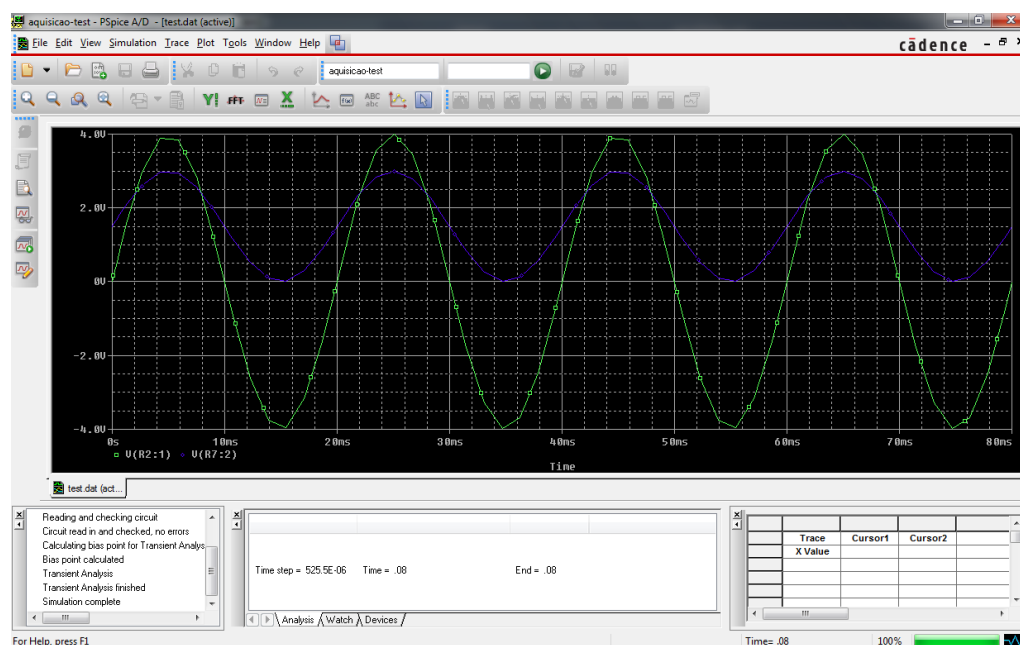


Figura A.4: Exemplo do ambiente de simulação do PSpice®.

A.5 VBBExpress®

O VBBExpress® é um software gratuito que permite a emulação virtual duma montagem numa *breadboard*. Além de ser extremamente simples, este programa é útil porque permite ao utilizador dispor os componentes dum circuito e fazer as ligações entre estes virtualmente, o que torna a montagem mais simples e arrumada.

Na figura A.5 pode-se ver uma montagem dum circuito em VBBExpress®.

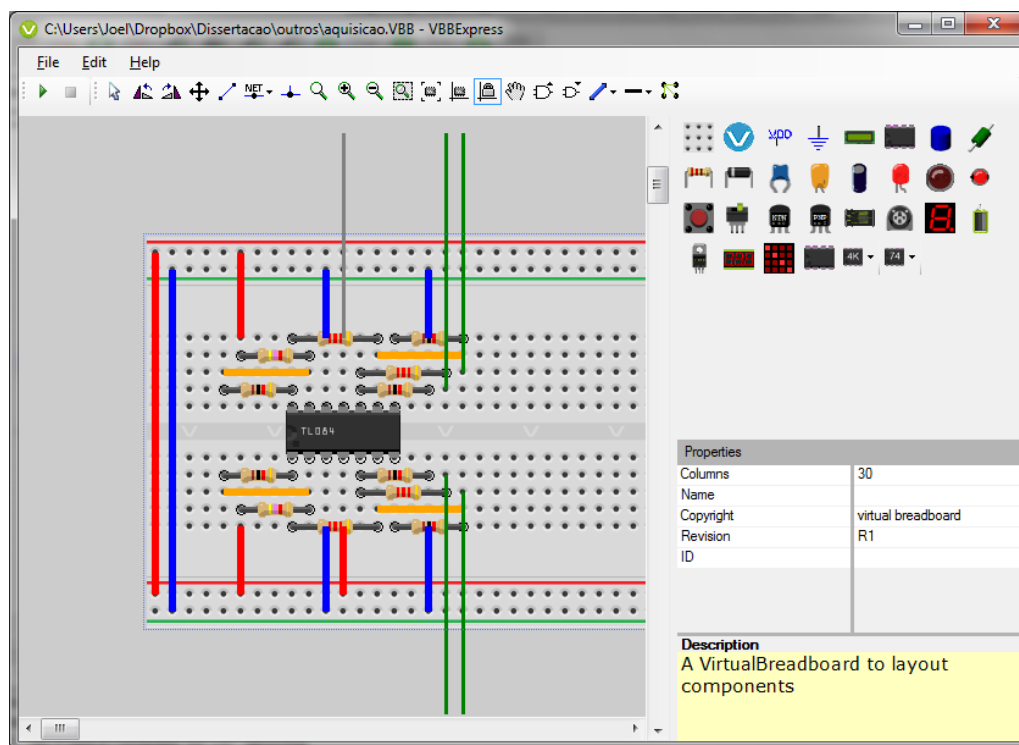


Figura A.5: Exemplo do ambiente de emulação do VBBExpress®.

Anexo B

Footprints das PCBs criadas

B.1 Placa do circuito de *drive*

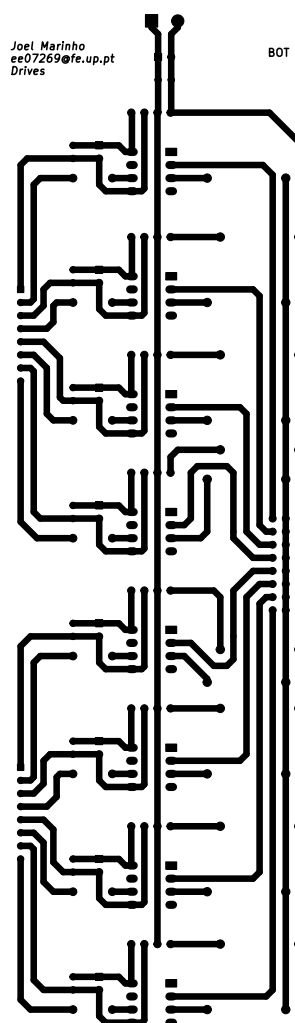


Figura B.1: *Footprint* da PCB de *drive*.

B.2 Placa do circuito de condicionamento

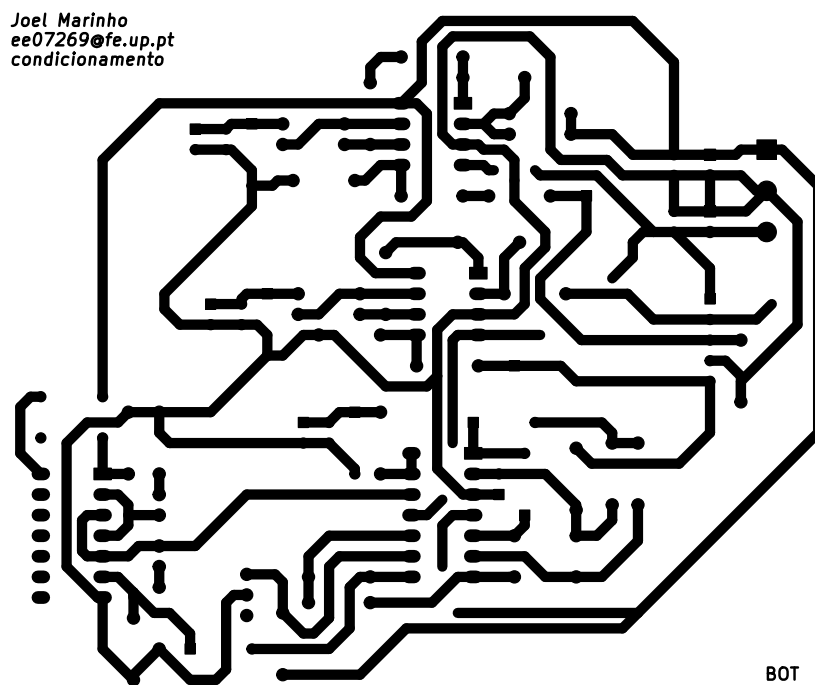


Figura B.2: *Footprint* da PCB de condicionamento.

B.3 Placa do circuito de aquisição dos sinais AC

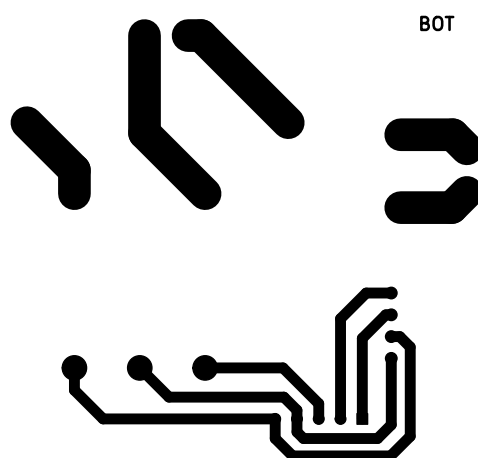


Figura B.3: *Footprint* da PCB de aquisição.

B.4 Placa do circuito dos módulos + sensores

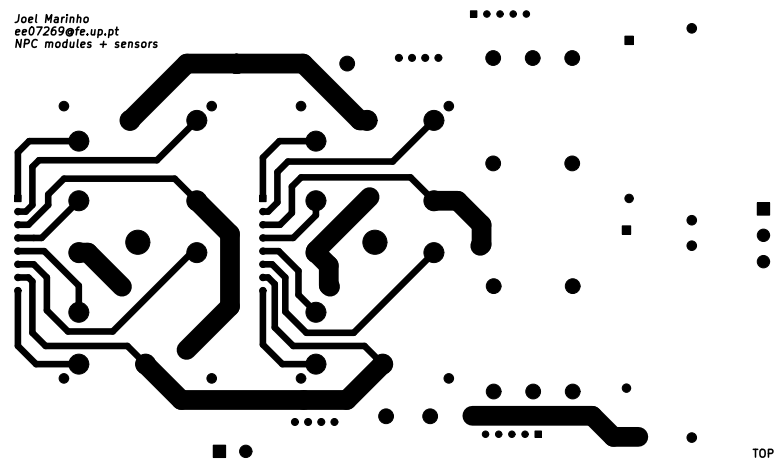


Figura B.4: *Footprint* da PCB dos módulos + sensores (*top layer*).

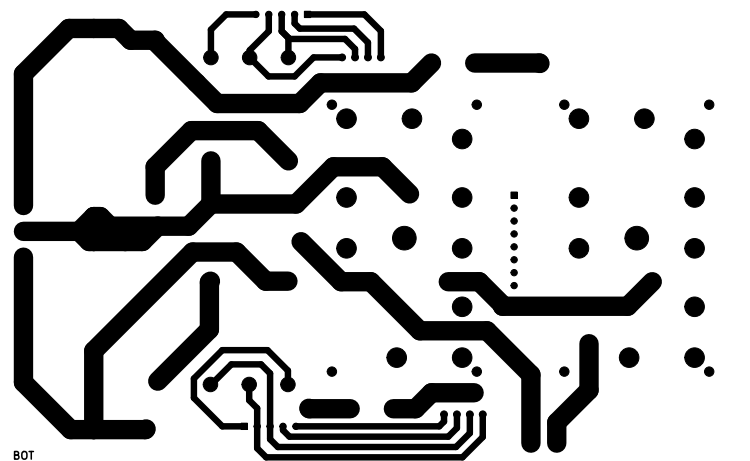


Figura B.5: *Footprint* da PCB dos módulos + sensores (*bottom layer*).

Anexo C

Algumas regras para o projeto de uma PCB

C.1 Introdução

Uma PCB (*Printed Circuit Board*) é uma peça fundamental para qualquer aparelho eletrônico. Além de ser um suporte mecânico para os componentes de um circuito, também faz as ligações elétricas entre estes. Neste capítulo são abordados alguns passos a seguir bem como algumas regras frequentemente utilizadas no projeto de uma PCB. O processo de fabrico pode ser manual ou automático. O que será descrito neste capítulo refere-se principalmente ao projeto em *software* e não à construção física da PCB.

É dada uma maior importância aos aspetos mais básicos comuns a qualquer *software* de edição de PCBs, contudo existem aspetos mais complexos que não serão referidos neste capítulo como, por exemplo, PCBs com várias camadas (*layers*).

C.2 Normas

Existe um conjunto de normas para quase todos os aspetos relacionados com o projeto de uma PCB. Estas normas são controladas pelo *Institute for Interconnecting and Packaging Electronic Circuits*, também conhecido pela sigla IPC. O documento mais importante relacionado com o projeto de uma PCB é o IPC-2221, "*Generic Standard on Printed Board Design*". Existem vários países que se regem pelas suas próprias normas para o projeto e para o fabrico de PCBs, mas grande parte dos países em todo o mundo aceita as normas estabelecidas pelo IPC [23].

C.3 Boas práticas para o projeto de uma PCB

C.3.1 Esquemático

Antes de começar a projetar a PCB propriamente dita, é fundamental que o esquemático do circuito esteja completo e correto. O projeto de uma PCB é uma versão fabricada do esquemático,

por isso é natural que o projeto da PCB seja influenciado pelo esquemático. Se o esquemático estiver arrumado, lógico e bem orientado torna o projeto da PCB bastante mais fácil. É uma boa prática os sinais partirem da esquerda para a direita, mas como é lógico depende totalmente do circuito em causa. Por vezes, é muito útil ter notas no esquemático, por exemplo "Este pino requer uma pista de guarda para a massa", isto faz com que o projetista tome certas precauções antes de iniciar projeto da PCB. Resumindo, é fundamental que o esquemático seja desenhado tendo em mente o projeto da PCB.

C.3.2 Unidades de medida

Um fator importante no projeto de uma PCB são as unidades de medida que são utilizadas e as suas comuns terminologias. No que diz respeito às dimensões dos vários elementos presentes numa PCB, é muito comum a utilização do sistema de unidade de medida imperial, neste caso, a polegada - *inch* e a milésima de polegada - *mil*. Maioria dos componentes eletrónicos foi, e ainda é, fabricado com o espaçamento em unidades imperiais, por isso, a conversão em unidades métricas só torna a disposição dos componentes mais complexa.

Na prática, é necessária a utilização de ambas as unidades de medida (métrica e imperial). Em regra geral, é utilizada a unidade de medida *mil* para as pistas, *pads*, espaçamentos e grelhas, o que significa praticamente tudo o que diz respeito ao projeto básico de uma PCB. As unidades métricas *mm* (milímetros) são normalmente usadas por fabricantes nas especificações mecânicas dos componentes, por exemplo, o espaço entre pinos num módulo de transístores.

Não seguir essas especificações dadas pelos fabricantes e converter unidades métricas em unidades imperiais e vice-versa pode trazer erros na construção da PCB. É muito útil ao projetista ter uma clara noção da conversão de polegadas para milímetros ($0.1 \text{ inch} = 100 \text{ mils} = 2.54 \text{ mm}$).

C.3.3 Grids

Outro fator importante no projeto de uma PCB é a definição da grelha (*grid*) no qual será projetada a placa. O principal objetivo de uma grelha é fazer com que os componentes e as pistas (*tracks*) tenham posições fixas consoante a grelha definida. Quanto menor for o tamanho da grelha, maior será a precisão na disposição dos componentes, contudo existe um acréscimo de dificuldade no projeto.

Uma grelha de 100 *mils* é normalmente usada para a disposição dos componentes e 50 *mils* para fazer o roteamento (ligação elétrica entre os componentes), tornando assim possível fazer ligações simétricas entre os *pads* de um componente. Estes aspetos tornam a colocação dos componentes arrumada e simétrica, o que traz vantagens como, por exemplo, a simplificação no caso de edição, arrastamento e alinhamento de pistas, componentes ou blocos de componentes. Este efeito aumenta consoante a complexidade do projeto. Uma boa prática é diminuir o tamanho da grelha progressivamente no caso do projeto ser estreito em espaço. Porém essa diminuição deve ser feita linearmente, isto é, 50 - 25 - 20 - 10 - 5 *mils*, para que a colocação dos componentes e alinhamento das pistas continuem simétricos.

C.3.4 Tracks

Não existe um padrão recomendado para o tamanho das pistas (tanto largura como espessura). O tamanho a utilizar nas pistas vai depender totalmente dos requisitos elétricos do circuito a implementar, do espaço para o roteamento disponível, da disponibilidade do fabricante e da preferência do projetista (caso tenha em conta condições físicas que a placa pode estar sujeita). Cada projeto tem um conjunto diferente de requisitos elétricos, isto é, pode existir dentro do mesmo projeto diferentes níveis de tensões e correntes, logo não existe nada que impeça que uma PCB tenha diferentes tamanhos de pistas, desde que estas cumpram os seus requisitos do projeto. Em regra geral, quanto maior for a pista, melhor. Pistas largas têm menor resistência, menor indutância, e normalmente são mais fáceis de fabricar e também mais fáceis de analisar.

A largura mínima de uma pista depende da resolução pista/espaçamento que o fabricante da PCB pode fornecer. Normalmente resoluções de 10/10 (*mils*) é comum em aplicações reais, isto significa pistas com largura não inferior a 10 *mils* e e espaçamento entre pistas (ou entre pista e *pads*) não inferior a 10 *mils*. Apenas porque o fabricante pode fabricar certo tamanho de pistas/espaçamentos não implica que deve ser usado esse tamanho. É sempre preferível utilizar pistas largas, a menos que os parâmetros do projeto obriguem.

Mudar o tamanho das pistas de grandes para pequenas e vice-versa é conhecido por "*necking*" ou "*necking-down*". Este processo é geralmente usado quando existe a necessidade de fazer passar uma pista entre ICs ou entre *pads* dos componentes. Isto permite que as pistas tenham baixa impedância e ao mesmo tempo uma maior flexibilidade no roteamento. Este processo pode ser observado na figura C.1.

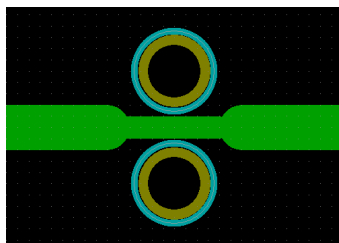


Figura C.1: Exemplo de "*necking-down*".

Os cálculos das larguras mínimas das pistas é baseado na corrente máxima, na subida de temperatura máxima e na espessura da pista. Depende também se as pistas são internas ou externas. Além de ser um cálculo complexo, nem sempre é exato. De acordo com a norma IPC-2221, os valores mínimos a usar são apresentados em vários gráficos, contudo é comum os programas de projeto de PCBs possuírem calculadoras específicas para o cálculo de larguras de pistas.

C.3.5 Pads

O tamanho e a forma dos *pads* depende não só do componente a ser usado como também do processo de fabrico usado para criar a PCB. Normalmente, os programas de edição de PCBs já trazem os modelos dos componentes mais comuns (estes modelos são geralmente conhecidos como

footprints). Contudo, muitas vezes fica ao critério do projetista criar a *footprint* do componente a inserir na placa. Nessa altura, é importante ter em conta o rácio *pad*/buraco. Cada fabricante de PCBs costuma ter uma especificação para este rácio, mas é comum que os *pads* sejam no mínimo 1.8 vezes maior que o diâmetro do buraco. Isto permite que na altura em que são feitos os buracos (*drill*), estes cumpram as tolerâncias mínimas ao erro.

Existem algumas práticas comuns usadas nos *pads* utilizados nos componentes gerais. Por exemplo, os *pads* para resistências, condensadores e díodos costumam ser redondos, com 70 *mils* de diâmetro. Para os circuitos integrados (ICs), é normal utilizar-se *pads* de forma oval, com o pino número 1 de forma diferente (normalmente retangular) para ser fácil identificação na altura de montagem.

C.3.6 Vias

O propósito das vias é ligar eletricamente pistas que se encontram nos dois lados da placa, isto no caso da placa apenas ter duas partes (cima e baixo). É possível a criação de PCBs com várias camadas, permitindo assim ao projetista maior flexibilidade no roteamento das pistas e por vezes na colocação dos componentes, a desvantagem é o custo acrescido no fabrico deste género de PCBs devido à sua extrema complexidade.

Para protótipos, o mais comum é as vias serem feitas manualmente, mas para projetos industriais as vias são feitas por buracos eletricamente cobertos, conhecidos como *Plated Through Holes* (PTH), os quais requerem especial atenção ao tamanho do buraco, tanto mínimo como máximo.

C.3.7 Clearances

Os espaçamentos entre os condutores (*clearances*) são um requisito importante para qualquer PCB. Um espaçamento demasiado curto entre pistas e/ou *pads* pode levar a curto-circuitos, causar interferências eletromagnéticas ou mesmo problemas no fabrico da placa. Estes erros podem ser muito difíceis ou mesmo impossíveis de corrigir depois da placa ser criada.

Um espaçamento de 15 *mils* é normalmente utilizado para projetos básicos, sendo utilizados espaçamentos de 10 e 8 *mils* para esquemas mais densos, isto é, com mais componentes e menos espaço livre disponível.

Para elevados valores de tensões, existem várias normas a cumprir no que diz respeito à construção de uma PCB. A norma IPC tem um conjunto de tabelas que definem o espaçamento mínimo a manter para vários níveis de tensão. Esse espaçamento depende do tipo de pistas (internas ou externas) e da altura em que a placa se encontrar a funcionar em relação ao nível do mar, isto porque a pressão atmosférica tem um efeito diferente a altas altitudes. A tabela C.1 apresenta alguns valores para o espaçamento mínimo entre condutores numa PCB [23].

C.3.8 Colocação dos componentes

A colocação e disposição dos componentes numa placa é de longe o aspeto mais importante no que diz respeito ao projeto de uma PCB. Além, de futuramente, tornar o roteamento entre os

Tabela C.1: Espaçamento mínimo entre condutores.

Tensão (DC ou picos AC)	Condutores internos	Condutores externos (<3050m de altitude)	Condutores externos (>3050m de altitude)
0-15 V	0.05 mm	0.1 mm	0.1 mm
16-30 V	0.05 mm	0.1 mm	0.1 mm
31-50 V	0.1 mm	0.6 mm	0.6 mm
51-100 V	0.1 mm	0.6 mm	1.5 mm
101-150 V	0.2 mm	0.6 mm	3.2 mm
151-170 V	0.2 mm	1.25 mm	3.2 mm
171-250 V	0.2 mm	1.25 mm	6.4 mm
251-300 V	0.2 mm	1.25 mm	12.5 mm
301-500 V	0.25 mm	2.5 mm	12.5 mm

componentes mais simples, uma boa disposição destes garante um bom desempenho elétrico dos mesmos.

Cada projetista tem o seu método próprio de colocação dos componentes, isto porque não existe nenhuma forma exata para isso. Existe sim um conjunto de regras que ajudam na simplificação de projetos complexos e com muitos componentes, dessas regras destacam-se as seguintes:

- Definir bem o tamanho das grelhas a usar na colocação dos componentes e no roteamento das pistas;
- Dispor todos os componentes na placa para ter uma melhor noção do espaço a utilizar;
- Dividir e agrupar, de acordo com o esquemático, os vários blocos funcionais do sistema global;
- Identificar as principais pistas do circuito e fazer o roteamento das mesmas em primeiro lugar;
- Colocar e ligar as pistas por blocos separadamente;
- Fazer a ligação dos vários blocos, tendo atenção às ligações de sinal e de alimentação;
- *Design Rule Check* (DRC) (explicado na secção C.3.10);
- Pedir a alguém para fazer uma verificação final;

O último ponto apresentado pode não parecer importante, mas por vezes a opinião de outra pessoa pode fazer grande influência na maneira de ver as coisas.

C.3.9 Roteamento

Roteamento é um processo que consiste na ligação elétrica entre os condutores dos componentes. Uma conexão elétrica entre dois ou mais *pads* é conhecida como *net*. Assim como a colocação dos componentes, não existe nenhuma norma que diga respeito ao roteamento das pistas, contudo

várias regras devem ser seguidas para maximizar o desempenho das conexões feitas. Estas regras são listadas abaixo.

- Manter as *nets* o mais próximas possíveis. Quanto maior for o comprimento das pistas, maior será a resistência, a indutância e a capacidade destas, e estes fatores são sempre indesejáveis;
- As pistas não devem ter ângulos superiores a 45° . Nunca utilizar ângulos retos nem ângulos superiores a 90° . Normalmente, os programas de edição de PCBs obrigam os ângulos das pistas a serem no máximo 45° , contudo esse aspeto não é garantido em todos os programas;
- Usar apenas uma pista para fazer a ligação entre dois componentes, em vez de usar várias pistas. Mesmo sendo eletricamente igual, no caso de ser preciso editar a disposição da pista, torna-se muito mais complexo no caso de ter várias pistas entre os mesmos pontos;
- Para correntes elevadas, utilizar várias vias por pista para fazer a ligação entre as várias camadas que a placa possa ter;
- Se as pistas de alimentação e de massa forem críticas, isto é, necessárias para alimentar vários componentes, é preferível serem projetadas primeiro e com o maior tamanho possível;
- Manter as pistas simétricas. Além de ser melhor do ponto de vista estético, também se torna mais simples de perceber o que está feito e o que é necessário fazer, no que diz respeito ao roteamento das pistas;
- Não deixar zonas de cobre que não esteja conetado a efetuar nenhuma ligação;
- Não colocar vias por baixo dos componentes. As ligações das vias podem interferir com o componente e afetar o seu funcionamento.

Na figura C.2 pode ser observado um exemplo do que é um bom roteamento de um circuito integrado e um mau roteamento do mesmo. De referir que não existem normas para fazer o roteamento das pistas, este aspeto fica sempre ao critério do projetista da placa.

C.3.10 *Design Rule Checking*

Design Rule Checking (DRC) permite a verificação automática de erros relacionados com a conectividade dos componentes, espaçamentos mínimos e outros aspetos de fabrico de uma PCB. Com o elevado número de placas a serem produzidas diariamente e a extrema complexidade de algumas placas, seria impossível a verificação manual de uma PCB. Por isso, é essencial que este procedimento seja feito antes do fabrico de uma PCB.

Alguns exemplos dos aspetos referentes ao DRC são: a verificação se todas as pistas correspondem às ligações feitas no esquemático; o espaçamento entre as pistas, os *pads* e os componentes está dentro dos limites impostos pelo projetista; e se os tamanhos dos buracos, das pistas e das vias são respeitados.

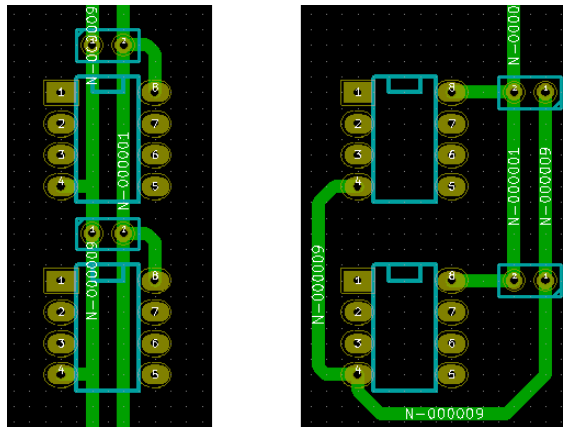


Figura C.2: Exemplo de um bom roteamento de pistas (esquerda) e de um mau roteamento (direita).

Normalmente, o DRC é feito no final do projeto da PCB, no entanto existem programas de edição que permitem a verificação em tempo-real dos aspetos descritos acima, o que é uma vantagem para quem está a projetar a placa.

Referências

- [1] J. Larminie e J. Lowry. *Electric Vehicle Technology Explained*. John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [2] A. Emadi, K. Rajashekara, S. Williamson, e S. Lukic. "Topological Overview of Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicular Power System Architectures and Configurations". *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, vol. 54, no. 3, pp. 763-770, May 2005.
- [3] I. Husain. *Electric and Hybrid Vehicles: Design Fundamentals*. CRC PRESS, 2003.
- [4] "Inside the Nickel Metal Hydride Battery". Cobasys, junho 2004. Disponível em http://www.cobasys.com/pdf/tutorial/inside_nimh_battery_technology.pdf, acessado a última vez em 13 de agosto de 2013.
- [5] "Fuel Cell Electric Vehicles The Road Ahead". Fuel Cell Today, agosto 2012. Disponível em http://www.fuelcelltoday.com/media/1711108/fuel_cell_electric_vehicles_-_the_road_ahead_v3.pdf, acessado a última vez em 13 de agosto de 2013.
- [6] "Learn About Batteries - Battery Types - Supercapacitors". Disponível em http://batteryuniversity.com/learn/article/whats_the_role_of_the_supercapacitor, acessado a última vez em 13 de agosto de 2013.
- [7] D. Erb, O. Onar, e A. Khaligh. "Bi-Directional Charging Topologies for Plug-in Hybrid Electric Vehicles". *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pp. 2066-2072, February 2010.
- [8] M. Rashid. *Power Electronics Handbook - Devices, Circuits and Applications*. Elsevier Inc, 2011.
- [9] N. Mohan, T. Undeland, e W. Robbins. *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [10] M. Pérez, S. Kouro, J. Rodríguez, e B. Wu. "Modified Staircase Modulation with Low Input Current Distortion for Multicell Converters". *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 1989-1994, June 2008.
- [11] J. Jose, G. Goyal, e M. Aware. "Improved Inverter Utilisation Using Third Harmonic Injection". *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India*, pp. 1-6, December 2010.
- [12] J. Lettl, J. Bauer, e L. Linhart. "Comparison of Different Filter Types for Grid Connected Inverter". *PIERS Proceedings*, March 2011.

- [13] N. Rahim, J. Selvaraj, e Krishnadinata. "Hysteresis Current Control and Sensorless MPPT for Grid-Connected Photovoltaic Systems". *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007*, pp. 572-577, June 2007.
- [14] M. Monfared, M. Sanatkar, e S. Golestan. "Direct Active and Reactive Power Control of Single-Phase Grid-Tie Converters". *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 8, pp. 1544-1550, September 2012.
- [15] R. Teodorescu, M. Liserre, e P. Rodríguez. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [16] "Soluções de ligação à rede - Miniprodução". Disponível em http://www.renovaveisnagora.pt/c/document_library/get_file?uuid=82dc7b55-b56a-4393-9bae-8e4e7ca5767e&groupId=13360, acedido a última vez em 13 de agosto de 2013.
- [17] J. Rodriguez, S. Bernet, P. Steimer, e I. Lizama. "A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2219-2230, July 2010.
- [18] J. Rodríguez, J. Lai, e F. Peng. "Multilevel Inverters A Survey of Topologies, Controls, and Applications". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 724-738, August 2002.
- [19] H. Kim e K. Kim. "Filter design for grid connected PV inverters". *IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, 2008. ICSET 2008*, pp. 1070-1075, November 2008.
- [20] Texas Instruments. "TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232. Digital Signal Controllers (DSCs)", junho 2007. Disponível em <http://www.ti.com/lit/ds/sprs439m/sprs439m.pdf>, acedido a última vez em 13 de agosto de 2013.
- [21] J. Neto, R. Bascope, C. Cruz, R. Cacau, e G. Bascope. "Comparative Evaluation of Three Single-Phase NPC Inverters". *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pp. 1-8, November 2012.
- [22] R. Bascope, J. Neto, e G. Bascope. "Multi-state Commutation Cells to Increase Current Capacity of Multi-Level Inverters". *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pp. 1-9, October 2011.
- [23] Norma IPC-2221. "Generic Standard on Printed Board Design". *Institute for Interconnecting and Packaging Electronic Circuits*, 1998.